

**JP2003046595A**

**METHOD AND APPARATUS FOR DATA COMMUNICATION**

Publication number : JP2003046595A

Date of publication of application : 14.02.2003

Application number : 2001-244966

Applicant : TEXAS INSTRUMENTS INC

Date of filing : 06.07.2001

Inventor : SCHMIDL TIMOTHY M NAFIE MOHAMMED  
DABAK ANAND G

**Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a method and apparatus for data communication for supporting various data rate for audio, video and computer graphics.

**SOLUTION:** A data encoding algorithm can be used (120) to generate overhead bits from original data bits, and the original data bits and overhead bits can be transmitted in respectively separate transmissions (121, 123), if the overhead bits are needed. At the receive, the original data bits can be determined (125) from the received overhead bits, or the received data bits and the received overhead bits can be combined and decoded together (126), to make the original data bits generated.

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

H 0 4 L 29/08

1/16

識別記号

F I

H 0 4 L 1/16

13/00

テーマコード(参考)

5 K 0 1 4

3 0 7 Z 5 K 0 3 4

審査請求 未請求 請求項の数22 O L 外国語出願 (全 90 頁)

(21)出願番号 特願2001-244966(P2001-244966)

(22)出願日 平成13年7月6日(2001.7.6)

(71)出願人 501229528

テキサス インスツルメンツ インコーポ  
レイテッドアメリカ合衆国、テキサス、ダラス、チャ  
ーテル ウエイ 7839

(72)発明者 ティモシー エム、シュミドル

アメリカ合衆国 テキサス、ダラス、パン  
テージ ポイント 9000、 アパートメン  
ト 737

(74)代理人 100066892

弁理士 浅村 皓 (外3名)

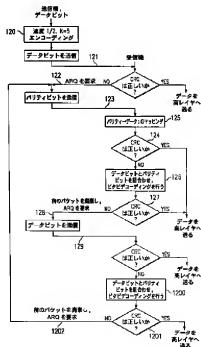
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 データ通信の方法および装置

(57)【要約】 (修正有)

【課題】 オーディオ、ビデオ、およびコンピュータグラフィックスのための、さまざまなデータ速度をサポートするデータ通信の方法および装置を提供する。

【解決手段】 データエンコーディングアルゴリズムを用い(120)、原データビットからオーバーヘッドビットを発生させることができ、もしオーバーヘッドビットが必要ならば、原データビットとオーバーヘッドビットとをそれぞれ別個の送信(121、123)において送ることができる。受信機において、原データビットは、受信されたオーバーヘッドビットから決定することができ(125)、または、受信されたデータビットと、受信された冗長ビットとを組合わせ、いっしょにデコードして(126)、原データビットを発生させる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信側から受信側へデータを通信する方法において、該方法が、

前記送信側が、前記受信側へ送信されるべき複数の原データビットに、オーバーヘッドビットを発生するエンコーディングアルゴリズムを適用するステップと、  
前記送信側が、前記オーバーヘッドビットのない前記原データビットを、前記受信側へ送信するステップと、  
前記送信側が、前記原データビットが前記受信側において正しく受信されなかったことの表示を前記受信側から受信するまで、前記送信側が前記オーバーヘッドビットの送信を控えるステップと、を含む、前記方法。

【請求項2】 前記原データビットが前記受信側において正しく受信されなかったことの前記受信側からの表示に応答して、前記送信側が、第2送信において前記受信側へ前記オーバーヘッドビットを送信するステップを含む、請求項1に記載の方法。

【請求項3】 前記受信側が、前記原データビットの受信バージョンと、前記オーバーヘッドビットの受信バージョンとを組合わせて、受信ビットの組合せセットを発生し、前記受信側が前記受信ビットの組合せセットに、前記エンコーディングアルゴリズムに対応するデコーディングアルゴリズムを適用するステップを含む、請求項2に記載の方法。

【請求項4】 前記受信側が、前記オーバーヘッドビットの受信バージョンにマッピング動作を適用し、該マッピング動作は、もし前記オーバーヘッドビットが前記受信側において正しく受信されていれば、前記原データビットを結果として生じ、また、前記受信側が、前記マッピング動作の前記結果に対しエラー検出プロシージャを適用して、前記マッピング動作が前記原データビットを結果として生じたかどうかを決定し、前記マッピング動作が結果として前記原データビットを生じなかったとの決定に응答して、前記受信側が、前記オーバーヘッドビットの前記受信バージョンを、前記原データビットの受信バージョンと組合わせて、受信ビットの組合せセットを発生し、前記受信側が、該受信ビットの組合せセットに対し、前記エンコーディングアルゴリズムに対応するデコーディングアルゴリズムを適用するステップを含む、請求項2に記載の方法。

【請求項5】 前記エンコーディングおよびデコーディングアルゴリズムが、ビタビエンコーディングおよびデコーディングアルゴリズムである、請求項4に記載の方法。

【請求項6】 前記受信側が、エラー検出プロシージャを前記デコーディングアルゴリズムの結果に適用して、前記デコーディングアルゴリズムが前記原データビットを結果として生じたかどうかを決定し、前記デコーディングアルゴリズムが前記原データビットを結果として生じなかったとの決定に응答して、前記受信側が前記送信

側へ、前記原データビットの再送信を求める要求を送信するステップを含む、請求項4または請求項5に記載の方法。

【請求項7】 前記送信側が、前記受信側へ前記原データビットを再送信し、前記原データビットが正しく受信されなかったとの前記受信側による決定に응答して、前記受信側が、前記再送信された原データビットの受信バージョンを、前記オーバーヘッドビットの前記受信バージョンと組合わせて、受信ビットの別の組合せセットを発生し、前記受信側が、前記別の受信ビットの組合せセットに対し前記デコーディングアルゴリズムを適用するステップを含む、請求項6に記載の方法。

【請求項8】 送信側から受信側へデータを通信する方法において、該方法が、  
前記受信側が前記送信側から、原データビットを含む第1送信を受信するステップと、  
前記原データビットが正しく受信されたかどうかを前記受信側が決定し、前記原データビットが正しく受信されなかったとの決定に응答して、前記受信側が前記送信側へ、前記原データビットへ適用されたエンコーディングアルゴリズムの動作により前記送信側において発生せしめられたオーバーヘッドビットの送信を求める要求を送信するステップと、  
を含む、前記方法。

【請求項9】 前記エンコーディングアルゴリズムが、畳み込みエンコーディングアルゴリズムである、請求項8に記載の方法。

【請求項10】 データ通信装置において、該装置が、通信チャネルを経て、別のデータ通信装置へ送信されるべき原データビットを受取る入力と、  
前記入力に結合して、オーバーヘッドビットを発生するエンコーディングアルゴリズムを前記原データビットに適用するエンコーダと、  
前記通信チャネルを経て送信されるべきビットを供給する出力と、  
前記原データビットおよび前記オーバーヘッドビットの一方を前記出力へ選択的に供給するための、前記エンコーダと前記出力との間に結合したデータ経路であって、該データ経路は前記別の通信装置から制御情報を受ける制御入力を受け、前記データ経路は前記制御情報に응答して前記出力へ供給されるべき、前記原データビットおよび前記オーバーヘッドビットの一方を選択し、前記通信チャネルを経て前記別の通信装置へ送信されるようにする、前記データ経路と、を含む、前記装置。

【請求項11】 前記データ経路が、前記原データビットおよび前記オーバーヘッドビットを記憶するための、前記エンコーダに結合したバッファを含む、請求項10に記載の装置。

【請求項12】 前記データ経路が、前記バッファと前記出力との間に結合したセレクタを含み、該セレクタ

が、前記制御入力にตอบสนองして前記バッファから前記原データビットおよび前記オーバーヘッドビットの一方を得て、前記別の通信装置へ送信されるように前記出力へ供給する、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 1 3】 前記制御情報は、前の送信が前記別の通信装置において正しく受信されなかったことを表示する否定応答を含み、前記データ経路が該否定応答にตอบสนองして、その選択を、前記原データビットおよび前記オーバーヘッドビットの一方から、前記原データビットおよび前記オーバーヘッドビットの他方へ変化させる、請求項 1 0、請求項 1 1、または請求項 1 2 に記載の装置。

【請求項 1 4】 無線通信装置として提供される、請求項 1 0 から請求項 1 3 までのいずれかに記載の装置。

【請求項 1 5】 前記エンコーダが畳み込みエンコーダである、請求項 1 0 から請求項 1 4 までのいずれかに記載の装置。

【請求項 1 6】 データ通信装置において、該装置が、別のデータ通信装置により通信チャネルを経て送信された原データビットの受信バージョンを受信する入力と、前記入力に結合して、前記原データビットの前記受信バージョンが正しいかどうかを決定するエラー検出器と、

前記エラー検出器に結合した制御装置であって、前記原データビットの前記受信バージョンが正しくないとの決定にตอบสนองして、前記原データビットに適用されたエンコーディングアルゴリズムの動作により前記別のデータ通信装置において発生せしめられたオーバーヘッドビットを送信するように前記別のデータ通信装置に求める要求を、前記別のデータ通信装置へ送信するために供給する、前記制御装置と、を含む、前記装置。

【請求項 1 7】 前記入力、前記別のデータ通信装置から送信された前記オーバーヘッドビットの受信バージョンをさらに受信し、前記入力に結合した前記制御装置が前記オーバーヘッドビットの前記受信バージョンにマッピング動作を適用し、もし前記オーバーヘッドビットが前記受信側において正しく受信されたならば、前記マッピング動作が結果として前記原データビットを生じ、前記制御装置に結合した前記エラー検出器が前記マッピング動作の前記結果に対しエラー検出ロジックを適用して前記マッピング動作が前記原データビットを結果として生じたかどうかを決定する、請求項 1 6 に記載の装置。

【請求項 1 8】 前記入力および前記制御装置に結合したデコーダを含み、前記制御装置が、前記マッピング動作が前記原データビットを結果として生じなかったとの前記エラー検出器による決定にตอบสนองして、前記原データビットの前記受信バージョンおよび前記オーバーヘッドビットの前記受信バージョンに對し、前記エンコーディングアルゴリズムに對するデコーディングアルゴリズムを適用するよう前記デコーダに知らせる、請求項 1 7 に記載の装置。

【請求項 1 9】 前記デコーダにより用いるために、前記原データビットの前記受信バージョンおよび前記オーバーヘッドビットの前記受信バージョンを記憶する、前記入力と前記デコーダとの間に結合したバッファを含む、請求項 1 8 に記載の装置。

【請求項 2 0】 前記エラー検出器が、前記デコーダに結合して、前記デコーディングアルゴリズムが前記原データビットを結果として生じたかどうかを決定し、前記制御装置が、前記デコーディングアルゴリズムが前記原データビットを結果として生じたかどうかの決定にตอบสนองして、前記原データビットの再送信を求める要求を前記別のデータ通信装置へ送信する、請求項 1 8 または請求項 1 9 に記載の装置。

【請求項 2 1】 前記デコーダがビタビデコーダである、請求項 1 8、請求項 1 9、または請求項 2 0 に記載の装置。

【請求項 2 2】 無線通信装置として提供される、請求項 1 6 から請求項 2 1 までのいずれかに記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、一般的には無線通信に関し、特に、チャネルコーディング、多重データ速度、多重変調およびチャネルコーディングスキーム、または自動再送要求 (ARQ) を用いる無線通信に関する。

【0002】

【従来の技術】IEEE 802.15 タスクグループ 3 は、高速無線パーソナルエリアネットワーク (WPAN) における必要条件を概説している。例えば、オーディオ、ビデオ、およびコンピュータグラフィックスをサポートするために、さまざまなデータ速度が用いられるべきである。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、オーディオ、ビデオ、およびコンピュータグラフィックスのためのデータ速度をサポートする WPAN を提供する。

【0004】

【課題を解決するための手段】本発明は、ブロード、聴取、および選択技術を有利に用いて、利用可能な周波数スペクトルから、所望のデータ速度での通信に適する通信品質を有する周波数帯域を選択する。定められた期間中にブロードパケットを、さまざまな周波数により送信し、それらのブロードパケットから周波数チャネル品質情報を得る。この品質情報を、望ましい周波数帯域を選択するために用いる。選択された帯域の通信品質は、通信動作において用いられる利用可能な複数の変調とコーディングとの組合せの中からの選択の基礎としても用いられる。さらに本発明によれば、ARQ 動作が、スーパーパケットにより複数のデータパケットを送り、スーパーパケットのいずれのパケットが再送信を要求してい

るかを表すARQ受理通知パケットにより応答することによって実行される。さらに、本発明によれば、データエンコーディングアルゴリズムを用い、原データビットから冗長（オーバヘッド）ビットを発生させることができ、もし冗長ビットが必要ならば、原データビットと冗長ビットとをそれぞれ別個の送信において送ることができる。受信機において、原データビットは、受信された冗長ビットから決定することができ、または、受信されたデータビットと、受信された冗長ビットとを組合わせ、いっしょにデコードして原データビットを発生させる。

#### 【0005】

【発明の実施の形態】本発明は、無線パーソナルエリアネットワーク（WPAN）のための、IEEE P802.15ワーキンググループの基準文書、すなわち、高速無線パーソナルエリアネットワーク（WPAN）システムにおける要求を概説し、ここで参照することによりその内容を本願に取り込むこととする、2000年5月11日の「TG3基準定義（TG3-Criteria-Definitions）」による複雑性対パフォーマンスに関し最良の解決を提供する、IEEE802.15タスクグループ3に対するPHYレイヤ解を含む。本発明による高速WPANによりサポートされるべき必要なデータ速度は、上述の基準文書において指定されている。オーディオにおけるデータ速度は、128kbpsないし1450kbpsであり、ビデオにおいては、2.5Mbpsないし18Mbpsであり、コンピュータグラフィックスにおいては15、38Mbpsである。必要なデータ速度の範囲が広いために、また全てのデータ速度をカバーする費用効果の高い解決法を得るために、本発明は、2.4GHz帯域における2モードまたは3モードシステムを提供する。利用可能なモードには、以下のものが含まれる。

- (1) モード1は、従来のブルートゥース1.0システムであり、1Mbpsのデータ速度を与える。
- (2) モード2は、ブルートゥースと同じ周波数ホッピング（FH）パターンを用いて、3.9Mbpsのデータ速度を与えるQAM変調を用いる。
- (3) モード3は、プローブ、聴取、および選択（PLS）技術を用いて、2.402GHzないし2.483GHzのISMにおける良好な22MHz帯域を選択し、直接スペクトラム拡散（direct sequence spread spectrum DSSS）を用いて44Mbpsまでを送信する。

【0006】図1には、本発明によるシステムパラメータの例が要約されている。本発明による無線トランシーバ装置は、上述の動作モードの任意の組合せをサポートしうる。それらの例には、2.5Mbpsまでのオーディオおよびインターネットのストリーミングデータ速度をカバーする、モード1+モード2を処理する装置と、

38MbpsまでのDVD高品質ゲームアプリケーションをカバーする、モード1+モード3を処理する装置と、が含まれる。図2には、これらの代表的構成が図式的に示されている。

【0007】提案されたシステムにおけるモード1は、従来のブルートゥース動作であり、それは、1999年7月26日のブルートゥースシステムの仕様、バージョン1.0A（Specification of the Bluetooth System, Version 1.0A）に詳述されている。

【0008】図3は、モード2におけるパラメータを要約し、またそれをモード1と比較している。モード2における代表的記号速度は、0.65Msymbols/sec（他の速度も使用可能である）であり、16QAM（16値直交振幅変調）に対しては2.6Mbits/secのビット速度を、また64QAM（64値直交振幅変調）に対しては3.9Mbits/secのビット速度を与える。モード2における送信スペクトルマスクは、図4に示されているように、例えば、ブルートゥースと同じでありうる。図4においては、送信機はチャネルM上へ送信し、隣接チャネルの電力がチャネルN上で測定される。図4のスペクトルマスクは、例えば、 $\nu = 0.54$ の二乗余弦フィルタ（raised cosine filter）およびモード2の記号速度のための0.65MHzの3dB帯域幅により実現される。

【0009】モード1およびモード2における動作の1つの例においては、ブルートゥースのマスターおよびスレーブは、まず相互に同期し、モード1を用いて通信し、次にネゴシエーションによりモード2に入る。図5は、マスターおよびスレーブが、モード2に入り、またモード2から出る、代表的遷移を示す。モード2へのエントリおよびモード2からのエグジットは、マスターとスレーブとの間でネゴシエート可能である。

【0010】マスターからスレーブへの、またスレーブからマスターへの、モード2における送信のための代表的フレームフォーマットの構造は、モード1におけると同様であり、図6Aに示されている。1つの例においては、プリアンプルは、 $\{1+j\} * \{1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1\}$  から成り、これは、受信機の最初のタイムシンク捕捉を補助する。このプリアンプルには、4相位相移変調（QPSK）を用いて送信される64ビットのブルートゥース同期ワードが続き、これは、モード2における32記号の送信を意味する。この同期ワードには、QPSKを用いて送信される54ビットのブルートゥースヘッダが続き、これはモード2における27記号を意味する。16/64QAMにおける最先の配置は（constellation）は、図6Bに示されているように、プリアンプル、同期ワード、およびヘッダの送信のために用いられる。

ヘッダには、ブルトウスと同等に、1スロット、または5スロットまで、のペイロードが続く。ペイロード内のビットの最大数は、従って、16QAMにおいては7120ビットであり、64QAMにおいては10680ビットである。

【0011】マスタは、図7の代表的WPAN内に示されているように、あるスレーブはモード2にあり、他のスレーブはモード1にある、同じピコネット(piconet)内の複数のスレーブと通信する。図8のタイムライン図は、マスタMと、スレーブS<sub>1</sub>およびS<sub>2</sub>との間の、ブルトウスSCO HVIリンク(すなわち、モード1)のための例を示しており、この場合、スレーブS<sub>2</sub>は、マスタとモード2で通信している(図7も参照)。

【0012】図9には、モード2における、捕捉およびパケット受信のための代表的受信機アルゴリズムのブロック図が示されており、図10には、モード2をサポートする代表的受信機のブロック図が示されている。図10において、A/D変換器は、例えば、1.3MHz<sub>z</sub>のサンプリング速度を意味する2サンプリング/記号で、来記号をサンプリングしうる。図11には、モード2をサポートする代表的送信機のブロック図が示されている。いくつかのブロックは、送信機(図11)と、受信機(図10)と、により共用されることによって、モード2におけるトランシーバの全体的コストを減少させる。

同様に、モード2送信機およびモード2受信機のいくつかのブロックは、モード1のために使用可能であり、それにより、モード1+モード2の組合せのためのトランシーバ実現の全体的コストを減少させる。

【0013】図10の例の101においては、自動再送要求(ARQ)の存在下におけるパケット誤り率を改善するために、レイト1/2、K=5の畳み込み(convolution)コードが用いられる。102において誤ったパケットのCRCが検出されると、送信機は、再送信においてパリティビットを送る。受信機は、ビタビデコードで複数のパケット間の受信データを組合わせ、受信機の全体的パフォーマンスを改善する。図12Aには、代表的スキームのフローダイアグラムが示されている。

【0014】図12Aの例においては、原データビットと、対応するCRCビットとが、120において、(例えば、畳み込みコーディングを用いて)エンコードされ、原データビットおよび対応するCRCビット+エンコーディングアルゴリズムにより発生されたパリティビット(冗長オーバーヘッドビット)、を含むエンコードされた結果が発生する。120におけるエンコーディング動作の後、121において、原データビットと、対応するCRCビットのみが最初に送信される。もし受信機において、CRCが正しくチェックされなければ、122において再送信が要求される。この再送信要求に応答し

て、前に送信されたデータビットに関連していたパリティビットが、123において送信される。受信機において、受信されたパリティビットは、125において従来の技術を用い、対応するデータおよびCRCビット内へマッピングされる。もし125において発生されたデータビットのCRCが、124において正しいと正しければ、これらのデータビットは次に、より高いレイヤへ送られる。もしCRCが、124において正しいとチェックされなければ、受信されたパリティビットは、関連するデータビット+ (前に121において受信された)CRCビットと組合わされて、126においてビタビデコーディングを受ける。その後、127において、もしビタビデコーディングアルゴリズムにより発生されたデータビットおよび対応するCRCビットが、正しいCRC結果を発生するならば、これらのデコーディングビットは、より高いレイヤへ送られる。そうでない場合は、121において受信されたデータビットは廃棄され、128において、それらのデータビットの再送信が要求される。

【0015】次に129において、原データビットおよび対応するCRCビットが再送信され、もしCRCチェックが正しければ、データビットは、より高いレイヤへ送られる。そうでない場合は、再送信されたデータビット+CRCビットは、(前に123において受信された)パリティビットと組合わされ、1200においてビタビデコーディングを受ける。もし1200においてビタビデコーディングアルゴリズムにより発生されたデータビットおよび対応するCRCビットが、1201において正しいCRC結果を発生すれば、それらのデータビットは、より高いレイヤへ送られる。そうでない場合は、123において送信されたパリティビットは廃棄され、1202においてパリティビットの再送信が要求される。その後、図12Aの、123から1202を経てのフロー内に一般的に示されている動作は、データビットのためのCRCが正しいとチェックされるまで、または所定のタイムアウトが起こるまで、繰返される。

【0016】図12Bは、図12Aに関連して上述した受信機動作を実行しうる、代表的トランシーバの実施例の関連部分を図式的に示す。例えば、原データビットの受信バージョンおよび対応するCRCビットを含む入来パケットデータは、1204においてバッファされ、またCRCデコード1205へ印加される。CRCデコーディング動作に応答して、制御装置1206は、他の側への送信のためのARQパケットの形式の、否定応答(NAK)または肯定応答(ACK)を発生する。もしCRCが正しいとチェックされれば(ACK)、制御装置1206はバッファ1204に知らせて、バッファされたデータで、より高いレイヤへ送る。一方、もしCRCが正しいとチェックされなければ(NAK)、否定応答に答えて、他の側はパリティビットを送り、これらのパリティビットは制御装置1206へ入力され、12

04においてパツファされる。制御装置1206は、受取ったパリティビットを、対応するデータビットおよびCRCビット内へマッピングする。このマッピングの結果は、CRCデコーダ1205へ印加され、もしCRCが正しいとチェックされれば、データビットは1207において、より高いレイヤへ送られる。

【0017】もしマッピングの結果のCRCが、正しいとチェックされなければ、制御装置1206はビタビデコーダ1203へ知らせ、パツファからパリティビットおよびデータ（含CRC）ビットをロードし、ビタビデコーディングを行わせる。ビタビデコーダ1203から1208に得られるデータ（含CRC）ビット出力は、CRCデコーダ1205へ入力される。もしビタビデコーディングされたデータビットのCRCが、正しいとチェックされれば、制御装置1206はビタビデコーダに指示して、ビタビデコーディングされたデータビットを1209において、より高いレイヤへ送らせる。一方、もしビタビデコーディングされたデータビットのCRCが、正しいとチェックされなければ、制御装置1206は別の否定応答を出力し、他の側はこれに응答して、原データ（含CRC）ビットを再送信し（図12Aの129参照）、これらはパツファ1204内の前に受信されたデータ（含CRC）ビット上に書き込まれる。もしこれらの新しく受信されたデータビットのCRCが正しいとチェックされなければ、制御装置1206は、新しく受信されたデータ（含CRC）ビットおよび（まだパツファ1204内にある）前に受信されたパリティビットのビタビデコーディングを行わせる信号を送る。もしこのビタビデコーディングが、データビットの正しいCRCを生じなければ、制御装置1206は、別のNAKを出力でき、これに응答してパリティビットが再送信され、制御装置1206へ入力され、またパツファ1204内の前のパリティビット上に書き込まれる。

【0018】図12Cは、図12Aに示されているトランシーバ動作を実行しうる、トランシーバの実施例の関連部分を図式的に示す。図12Cにおいて、エンコーダ1210（例えば、畳み込みエンコーダ）は、非コード化データをエンコードし、そのデータ（含CRC）ビットおよび対応するパリティビットをパツファ1213内に記憶させる。カウンタ1211により駆動されるポインタ1217は、パツファ1213内の選択されたエントリ1215をポイントする。選択されたエントリ1215の、データ（含CRC）ビットおよびパリティビットは、フリップフロップ1212により制御されるセレクト1214へ印加される。エントリ1215のデータ（含CRC）ビットが、最初の送出パケットとして選択される。もし否定応答（NAK）が受信されれば、フリップフロップ1212は切り替り、それにより、エントリ1215のパリティビットを次の送出パケットとして選択する。受信された全ての追加の否定応答において、

エントリ1215のデータ（含CRC）ビットおよびパリティビットは、受信された否定応答に응答してのフリップフロップ1212の切り替り動作により、1214において交互に選択される。肯定応答（ACK）が受信された時は、フリップフロップ1212はクリアされて、カウンタ1211が増加せしめられ、それによりポインタが移動せしめられて、パツファ1213の別のエントリをセレクト1214へ接続するように選択する。もちろん、カウンタ1211は、所定のタイムアウト条件に응答して増加せしめられることもありうる。

【0019】図13に示されている代表的なシミュレーションの結果は、ブルートウース（131）のスループットを、モード2（132、133）のスループットと比較している。このシミュレーションは、それぞれのホッピング周波数において単一経路はレーリフェージングに独立していると仮定している。これは、前述の基準文書に指定されている指数関数的に減衰するチャネルモデルとして、モード2の良好なモデルである。x軸は、全てのホッピング周波数にわたるチャネルの平均 $b_t/N_0$ である。16QAM（132）においては、モード2は、2.6xブルートウースのスループットを実現し、64QAM（133）においては、モード2は、3.9xブルートウースのスループットを実現する。E $b/N_0$ または他の利用可能なチャネル品質情報により、最高のスループットを提供する変調スキームが選択される。

【0020】図14A、図14D、および図14Eは、モード3における代表的なシステムパラメータを示す。これらのパラメータの中の記号レイトは、（IEEE 802.11（b）と同じ）11Msymbol/secであり、拡散（spreading）パラメータは、これらの例において11Mchip/secである。図14Bは、さらなるパラメータの例を示しており、拡散パラメータは18Mchip/sec、また記号速度は18Msymbol/secになっている。モード3における送信スペクトルマスクは、図15に示されているように、IEEE 802.11（b）における同じでありうる。11Msymbol/secの記号速度において、このスペクトルマスクは適度なコストのフィルタを許容する。このスペクトルマスクは、例えば、 $\gamma=0.22$ の二乗余弦フィルタにより実現される。1つの例においては、マスクおよびスレープは、モード1において通信を開始しうる。もし双方の装置がモード3へのスイッチングに同意すれば、周波数帯域選択のためのプローブ（probe）、聴取（listen）、および選択（select）（PLS）プロトコルが起動される。ある代表的実施例においては、このプロトコルは、全79MHz範囲内の、最良の連続する22MHz帯域（モード3送信のための）選択を許容する。これは、周波数ダイバシティの利得を与える。図16は、前述の

基準文書において、 $25\text{ ns}$ の遅延拡散のために指定された、IEEE 802.15.3 指数量数のチャネルモデルにおけるパケット誤り率（PER）の代表的シミュレーション結果を示す。（非コード化QPSKを用いた）このシミュレーション結果は、本発明によるPLSを用いたパフォーマンス（161）を、PLSなしのパフォーマンス（162）と比較している。 $25\text{ ns}$ の遅延拡散は、 $79\text{ MHz}$ のISM帯域上におけるPLS技術に対し3の周波数ダイバーシティを与える。これは、PLSにおいて約 $15\text{ dB}$ のパフォーマンス利得を生じる。

【0021】モード1およびモード3を用いるトランシーバの間の代表的通信は、以下のステップを含む：モード1において送信を開始し、良好な $22\text{ MHz}$ の連続帯域を識別するためにPLSを用いる；モード3に入ることをネゴシエイトする；モード3において時間 $T_2$ を費やした後、時間 $T_1$ の間モード1へ復帰する；マスタは、モード1にある時間 $T_1$ の間任意のブルートゥース装置と通信できる；また、モード1にある時間 $T_1$ の間、良好な $22\text{ MHz}$ の連続帯域を識別するために再びPLSが用いられる；装置は、今度はことによると異なる $22\text{ MHz}$ 帯域（または同じ帯域）において、モード3に入ることを再びネゴシエイトする。

【0022】図17の状態遷移図は、 $T_1 = 25\text{ ms}$ および $T_2 = 225\text{ ms}$ である例が示されている。これらの選択は、 $250\text{ ms}$ 毎に、 $18\text{ Mbps}$ のHDTV MPEG2ビデオの6つのビデオフレームの送信を許容する。マスタは、図18の代表的WPANに示されているように、モード1においてはいくつかの装置と通信でき、一方モード3においては他の装置と通信できる。

【0023】図19Aには、モード1およびモード3における通信を示す代表的タイミング図が示されている。マスタおよびスレーブは、モード3において $T_2 = 225\text{ ms}$ の間の通信し、一方残りの $25\text{ ms}$ は、他のスレーブと（例えば、 $17.5\text{ ms}$ の間）通信するために、また、モード3における次の送信のための最良の $22\text{ MHz}$ 送信を決定する（例えば、 $7.5\text{ ms}$ の間）PLSのために、用いられる。PLSのために用いられる時間は、ここでは $T_{PLS}$ とも呼ばれる。

【0024】図19Bは、本発明による無線通信トランシーバの代表的実施例を図式的に示す。図19Bのトランシーバは、モード1およびモード3の動作をサポートする。モード制御装置195は、モード1トランシーバ（XCVR）セクション197と、モード3トランシーバセクション198と、の間の選択により、モード1動作と、モード3動作と、の間の遷移を制御する制御信号196を発生する。モード制御装置195は、192においてモード1トランシーバセクション197と通信し、また、193においてモード3トランシーバセクション198と通信する。

【0025】ブルートゥース（モード1）トランシーバ197は、 $3200\text{ hops/sec}$ の最大速度でホッピングする（それぞれのホップは $1\text{ MHz}$ 帯域にある）ので、この速度はチャネルサウンディングのために用いられる。これは、（マスタからスレーブへの、またはスレーブからマスタへの）それぞれのスロットの期間が $312.5\text{ マイクロ秒}$ であることを意味する。ある実施例においては、擬似ランダムホッピングパターンが用いられる。このパターンは、最良の $22\text{ MHz}$ の周波数帯域を識別するために、全 $79\text{ MHz}$ 帯域が（例えば、 $5\text{ MHz}$ ステップで）十分な速度によりサンプリングされるように選択される。このホッピングパターンを用いることにより、マスタは、モード1（ブルートゥース）においてスレーブへ、図20に示されているフォーマットの、ここでプローブパケットとも呼ばれる短いパケットを送りうる。図20の代表的プローブパケットは、ブルートゥースIDパケットと同じであることに注意すべきである。スレーブは、例えば、受信したプローブパケットのアクセスコード（例えば、ブルートゥース同期ワード）の相関に基づいて、チャネル品質を推定する。チャネル品質は、通常のモード1トラヒックパケットに基づいても推定されうるので、特殊な、または専用のプローブパケットは、必ずしも必要ではないことに注意すべきである。

【0026】図21Aの例を参照すると、16個のプローブパケット（それぞれの期間は、ターンアラウンド時間を含めて $312.5\text{ マイクロ秒}$ ）の後、スレーブは、モード3において用いるべき最良の連続した $22\text{ MHz}$ 帯域に関して決定し、次に、その帯域の最低周波数のインデックスをマスタへ、8つのスロット（それぞれの期間は $312.5\text{ マイクロ秒}$ ）を用いて8回送信する。このインデックスは、から57までの数（ $79\text{ (ISM帯域の帯域幅)} - 22\text{ (モード3での帯域幅)} = 57$ ）であり、従って、最大で6ビットを必要とする。これらの6ビットは3回繰返され、それゆえそれぞれの、ここでは選択パケットとも呼ばれるスレーブからマスタへのパケット（図22）は、合計18ビットとなる。これにより、ターンアラウンド時間として $226\text{ マイクロ秒}$ が残される。マスタからスレーブへのパケットの数 $n$ （例えば、図21Aにおいては16）と、スレーブからマスタへのパケットの数 $k$ （例えば、図21Aにおいては8）とは、PLSプロトコルにより定義済みであり、またはマスタとスレーブとの間の最初のハンドシェイク中に合意される。また、スレーブは、プローブパケットをマスタへ送りうるので、それによりマスタは、スレーブからマスタへのチャネルを評価する。

【0027】それぞれの $1\text{ MHz}$ 帯域のチャネル状態は、例えば、プローブパケットのアクセスコードまたは任意の既知部分の相関の最大値を用いることにより推定される。これは、その $1\text{ MHz}$ チャネルにおけるフェ



ージングパラメータの振幅の良い推定を与える。次にこの情報を用い、最良の2.2MHz帯域が選択される。例えば、それぞれの連続した2.2MHz zの周波数帯域において、j番目の周波数帯域をf(j)で表せば、品質パラメータ $q_{f(j)}$ は以下のように計算される。

【0028】

【数1】

$$q_{f(i)} = \sum |\alpha_i|^2$$

ただし、 $|\alpha_i|$ は、f(j)におけるi番目の周波数ホップのためのフェージングパラメータ振幅推定（例えば相関値）の大きさである。

【0029】最大の $q_{f(j)}$ を有する周波数帯域f(j)は、最良の帯域として採用される。別の例として、品質パラメータ $q_{f(j)}$ は、それぞれの連続した2.2MHz z帯域において以下のように計算される。

【0030】

【数2】 $q_{f(j)} = \min |\alpha_i|$

そして、最大の $q_{f(j)}$ を有する帯域f(j)は、最良の帯域として選択される。別の例として、以下の品質パラメータが、それぞれの連続した2.2MHz z帯域に対して計算される。

【0031】

【数3】

$$q_{f(i)} = \sum |\alpha_i|^2$$

$$A_{f(i)} = \min |\alpha_i|$$

$$B_{f(i)} = \max |\alpha_i|$$

【0032】所定のスレシヨルド値より大きい $A_{f(j)}$ ／ $B_{f(j)}$ を生じる、関連の $A_{f(j)}$ および $B_{f(j)}$ を有する周波数帯域f(j)は識別されることができ、最大の $q_{f(j)}$ を有する識別された周波数帯域の1つが最良の帯域として採用される。前記スレシヨルド値は、例えば、予期されるチャネル状態における所望のパフォーマンスに関する実験に基づき、経験的に決定される。

【0033】n=16およびk=8であるPLSの例を考察する。これは、7.9MHz z帯域が、5MHz zのステップでサンプリングされるべきことを示す。従って、ホッピングパターンは、以下のように与えられる。

【0034】

【数4】 $o = \{0, 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40, 45, 50, 55, 60, 65, 70, 75\}$

【0035】i番目のPLS周波数ホップは次のように定義される。f(i) = (x + o(i)) mod (79) ; i = 1, 2, ..., 16。ここで、xは、PLSプロシージャの始めに生じるブルトウースホッピング周波数のインデックスであり、x=0, 1, 2, ..., 78の値を有する。インデックスiは、以下のような擬似ランダムシーケンスから順次とらえ

る。

【0036】

【数5】P = {16, 4, 10, 8, 14, 12, 6, 1, 13, 7, 9, 11, 15, 5, 2, 3}

nおよびkの異なる値に対しては、異なる擬似ランダムシーケンスが定められる。

【0037】スレーブからマスタへの8回の送信は、例えば、シーケンスf(i)の最初の8つの周波数、すなわち、i=0, 1, 2, ..., 8の場合のf(i)の周波数を用いる。上述の代表的プロシージャは以下のように要約される。

1. マスタはスレーブへ、シーケンスf(i)により決定される周波数によりプローブパケットを送る。送信周波数は、(2402 + f(i)) MHzにより与えられる。

2. スレーブは、それぞれのチャネルの品質を推定する。

3. マスタからスレーブへの16個のプローブパケットの後、スレーブは、それが蓄積した全ての品質情報を用い、最良の2.2MHz z帯域を推定する。

4. スレーブはマスタへ、最良の2.2MHz z帯域の最低周波数のインデックスを含む選択パケットを送る。

5. スレーブは、ステップ4を合計8回繰り返す。

6. 送信は、選択された2.2MHz z帯域を用い、モード3において開始される。

【0038】図23には、25nsの遅延拡散のために指数関数的フェージングを有するIEEE802.11

5.3チャネルに対し適用された、PLSプロシージャの例の結果が示されており、そこでは7.9MHz zチャネルが5MHz zの間隔でサンプリングされている。図示されているように、5MHz zの間隔は、7.9MHz z帯域幅内の良好な2.2MHz zの連続帯域を識別する。上述の1, 5, 2, 2, および7.9MHz zのパラメータは、もちろん代表的なものに過ぎず、他の値も所望により用いられる。1つの例として、システムは、1MHz zチャネル上のホッピングではなく、異なる帯域幅のチャネル（例えば、2.2MHz zチャネル）上においてホッピングし、全チャネルを占有するデータを送信する。

【0039】図21Bは、図19Aのモード制御装置の代表的実施例の関連部分を図式的に示す。図21Bの実施例は、プローブおよび選択制御装置211を含み、この制御装置は、プローブおよび選択パケットを送信する周波数を表示する情報をモード1トランシーバセクション197へ出力し、また、上述のPLS動作のプローブ部分または選択部分が行われつつあるかどうかにより、プローブパケットおよび選択パケットをモード1トランシーバセクション197へ供給することもできる。帯域品質決定器212は、モード1トランシーバセクション197から、従来のように利用可能な相関値を受取り、それから帯域品質情報を決定し、その情報は215にお

いて帯域セクタ213へ供給される。帯域品質情報215は、例えば、上述の品質パラメータのいずれをも含む。帯域セクタ213は、品質情報215にตอบสนองして動作し、モード3通信のための好ましい周波数帯域を選択しうる。例えば、帯域セクタ213は、上述の帯域選択基準のいずれれをも用いる。帯域セクタ213は、216において、好ましい周波数帯域の最低周波数のインデックスを、プローブおよび選択制御装置211へ出力する。プローブおよび選択制御装置211は、該装置がモード1トランシーバセクション197へ供給する選択パケット内へ受取ったインデックスを含め、PLS動作にかかわる他のトランシーバへの送信に用いられるようにする。

【0040】図21Bのモード制御装置はまた、周波数帯域マップ(mapper)214を含み、このマップは、PLS動作にかかわる他のトランシーバからの選択パケットを受取る。その周波数帯域マップは、選択パケットからインデックスを抽出し、そのインデックスから、選択された2MHzの周波数帯域を決定する。選択された周波数帯域を示す情報は、周波数帯域マップ214からモード3トランシーバセクション198へ出力され、その後モード3通信は開始可能となる。

【0041】図21Cは、図19Bおよび図21Bのトランシーバにより行われる代表的動作を示す。221においては、前述のパラメータ $n$ 、 $k$ 、 $T_1$ 、 $T_2$ 、および $T_{PLS}$ が、例えば、最初のハンドシェイク中に決定される。222においては、トランシーバが、 $T_1 - T_{PLS}$ の期間の間モード1で動作する。その後、223において、利用可能な帯域幅(band width BW)内の $n$ 個のプローブ周波数が決定され、224において、それぞれのプローブ周波数によりプローブパケットが送信される。225においては、プローブパケットが受信され、対応する周波数チャネル品質情報(例えば最大相関値)が得られる。226においては、周波数チャネル品質情報を用いて帯域品質情報が発生せしめられ、この帯域品質情報は227において、モード3通信のための好ましい周波数帯域を選択するために用いられる。228においては、 $k$ 個の選択パケットが、 $k$ 個の異なる周波数により送信され、それぞれの選択パケットは、選択された周波数帯域を表示する。229においては、モード3通信が、選択された周波数帯域を用い、期間 $T_2$ の間行われる。期間 $T_2$ が終わった後、222においてモード1通信が再開され、上述の動作が繰返される。

【0042】図14Cは、図19Bのモード制御装置の別の代表的実施例の関連部分を図式的に示す。図14Cの実施例において、変調およびコーディングマップ141は、帯域セクタ213(図21B参照)から142に、PLSプロシージャ中に選択された2MHz帯域に関連する帯域品質情報を受取る。変調およびコーディ

ングマップ141は、その帯域品質情報を、例えば、図14A、図14B、図14D、および図14Eにおける1ないし22に示されている、代表的な変調およびチャネルコーディングの組合せのいずれかの上へマッピングする。マップ141は、143において、モード3トランシーバセクション198へ、選択された変調およびチャネルコーディングの組合せを表示する情報を供給する。マッピング動作は、例えば、選択された帯域の帯域品質情報が与えられた時の、システムのスループットを最大化するように定めらる。ある代表的実施例においては、上述の図13に示されているものと同様の実験的シミュレーション情報、例えば、異なる変調スキームにおける、また異なるコーディング速度における、スループット対帯域品質は、マップ141により、選択された帯域の帯域品質情報が与えられた時の最高スループットを与える、変調スキームおよびコーディング速度の組合せを選択するために、用いられる。

【0043】再び図17および図19Aを参照すると、マスタからスレーブへ、また逆に、モード3へ割当てられたタイムスロット $T_2$ (例えば225ms)において、いくつかのパケットが送信せられる。図24Aに示されているように、例えば、200マイクロ秒の公称パケットサイズが用いられる。マスタおよびスレーブは、それらの最初のハンドシェイク中に、例えば、ある数のパケットがそれぞれの方向に送られるべきことを合意する。それらはまた(ハンドシェイク中に)、それぞれの方向において用いられるべき変調スキームについても合意する。

【0044】片方向通信の例においては、また、もしARQ(自動再送要求 automatic repeat request)が用いられるならば、送信装置は、例えば、所定数の通常パケット(ここではスーパーパケットとも呼ぶ)を送信しうる。スーパーパケット内の通常パケットの数は、最初のハンドシェイク時に合意せられる。所定数の通常パケットの受信後、コーディング装置は、例えば、通常パケットの半分の長さの短いARQパケットを送りうる。このARQパケットの前後には、(例えば100マイクロ秒の)保護間隔が配置せられる。このARQパケットは、通常パケットの受信の受理通知として役立つ。CRCが正しいとチェックされなかったパケットは、ARQパケット内に表示される。その場合、送信機は、要求されたパケットを、再びせらるスーパーパケット内において送信しうる。このプロシージャは、全てのパケットが終わるまで、またはタイムアウトが起こるまで、繰返せられる。図24Aは、ARQありの、またはARQなしの、(明示的に図示されていない)スレーブからマスタへ、片方向通信の場合における代表的スロットフォーマットを示す。

【0045】図24Bの例に示されているように、マスタからスレーブへの、またスレーブからマスタへの、両方向モード3通信は、同様にして処理される。ARQおよび再送信はオプションである。再送信は、(ブルートゥース装置のような)妨害装置(interferer)の存在下におけるモード3パフォーマンスを向上させる。ARQを有する片方向送信のための図24Aを参照すると、(図24Cに示されている)代表的再送信技術は以下のようになる。

【0046】1. 2401において、マスタはスレーブへ、それぞれのパケットの終りにCRCを有する100個のパケットを含むスーパーパケットを送信する。

2. スレーブは、そのCRCを用い、パケットがエラーなく受信されたかどうかを決定する。

3. スレーブはマスタへ、100ビットのペイロードを有するARQパケットを送信する(図24Cの2430、2431を参照)。それぞれのビットは、もしパケットがエラーなしに受信されたとすれば1であり、もしエラーをもって受信されたとすれば0である。CRCが、ARQパケットの終りに追加される。

4. もしマスタが、2404において、ARQパケットを正しく受信すれば、マスタは、要求されたパケットを(もしあれば)スレーブへ再送信する(図24Cの2405を参照)。もしマスタが、2404において、ARQパケットを正しく受信しなければ、

(a) マスタはスレーブへ、サイズ100μsecのARQパケットを送信し(図24Cの2410を参照)、スレーブのARQパケットを求める。

(b) マスタは次に、2404において、スレーブのARQパケットを聴取する。

(c) マスタが、2404において、(図24Cの2420において送信された)スレーブのARQパケットを受信し、要求されたパケットがもしあれば(2408参照)2405において再送信するまで、または、2406においてT<sub>2</sub>タイムスロットが終了しモード1通信が開始されるまで、ステップ(a)および(b)がマスタにより繰返される。

5. ステップ2からステップ4までが、全てのパケットがスレーブにより正しく受信されるまで(2408参照)、またはT<sub>2</sub>タイムスロットが終了するまで、繰返される。

6. もしステップ4またはステップ5中にT<sub>2</sub>タイムスロットが終了しなければ(2409参照)、マスタはスレーブへ、新しいパケットを送信する。

【0047】もしマスタが、T<sub>2</sub>タイムスロットが終了する前に、全てのそのパケットを送信し終われば、マスタはモード1になって他のブルートゥース装置と通信しうる。例えば、もし速度18MbpsのMPEG2が送信しつづければ、6つのフレーム(250msのビデオ)は、22Mbpsの速度において204.5msを

必要とする。もしT<sub>1</sub>+T<sub>2</sub>=250msで、かつ10msが再送信要求のために用いられるならば、またはもし7.5msがPLSのために用いられるならば、これは、マスタを、モード1ブルートゥース通信に28ms間留ませる。

【0048】両方向通信における再送信は(図24B参照)、上述の片方向通信と同様に行われる。スレーブ装置のARQ要求は、スレーブデータパケット上へ乗せ(piggy back)されるか、または独立したARQパケットが用いられる。

【0049】図24Dは、上述され、かつ図24Cに示されている、代表的再送信技術を実行しうるモード3トランシーバの代表的実施例の関連部分を図式的に示す。図24Dにおいて、入力スーパーパケットデータは、CRCデコーダ242へ印加され、このデコーダは、スーパーパケットのそれぞれのパケットに対しCRCチェックを行う。与えられたパケットのために、CRCデコーダ242は、ビット、例えば、もしパケットのCRCが正しいとチェックされれば、1のビット値を、また、もしパケットのCRCが正しいとチェックされなければ、0のビット値を、レジスタ243内へシフトできる。このようにして、レジスタ243は、スーパーパケットのそれぞれのパケットのためのビット値をロードされる。レジスタ243内に含まれるビット値は論理244へ入力され、論理244は、ことごとく受信パケットのCRCが正しいとチェックされたか否かを決定する。もし正しいとチェックされたとすれば、論理の出力248は、入力スーパーパケットデータがロードされたバッファ241へ、スーパーパケットデータをより高いレイヤへ送っても良いことを知らせる。一方、もし論理244が、1つまたはそれ以上の受信パケットのCRCが正しいとチェックされなかったと決定すれば、論理の出力248はバッファ241へ、スーパーパケットデータを保持するように知らせる。

【0050】レジスタ243の内容はまた、ARQ発生器245へ供給され、この発生器は、レジスタの内容を用いて送出ARQパケットのペイロードを満たす。再送信されたパケットを含むスーパーパケットが受信された時は、それらの再送信パケットは、バッファ241内のそれらの適切なスーパーパケットロケーション内へバッファされ、CRCデコーダ242は、それらの再送信パケットのためにCRCチェックを行い、CRCの結果をレジスタ243へ供給する。

【0051】ARQ受信機246は入力ARQパケットを受信し、それに応答して、ARQ発生器245を促して適切なARQパケットを送らせ、または、前にバッファされた(247参照)送出スーパーパケットの要求されたパケットを選択して他の側へ再送信する。ポイントマルチポイント間通信は、複数のスレーブ間の時分割多重化により実現される。各スレーブのための各々のタ

イムスロットの前には、マスタに関連するスレーブとの間のPLSスロットがある。

【0052】ある実施例においては、図24Aにおけるそれぞれの $200\mu\text{sec}$ の長さのパケットは、データビット（ペイロード）および長さ32ビットのCRCを含む。このCRCは、例えば、多項式 $D^{32}+D^{26}+D^{23}+D^{22}+D^{16}+D^{12}+D^{11}+D^{10}+D^8+D^7+D^6+D^4+D^2+1$ を用いて発生せしめられる32ビットのシーケンスである。この代表的パケットフォーマットは、図25Aに示されている。

【0053】図25Bは、本発明による代表的ARQパケットフォーマットを示す。図25BのARQパケットフォーマットは、図25Aに示されているパケットフォーマットと一般に類似しており、図26の訓練シーケンスを含む。図25Bのパケットのペイロードは、反復コードにより保護されている。図25Bのパケットのサイズは、そのヘッダにおいて指定することができる。または、マスタにより送信されたスーパーパケット内のパケット数に反復コード速度を乗算したもの、CRCビットの数、および訓練ビットの数、に基づいてマスタが決定することができる。

【0054】その数を最初のハンドシェイク時に合意できる、図24Aにおけるいくつかのパケットの前に、タイミング、自動利得制御、およびパケットタイミングの捕捉のための訓練シーケンスが先行する。一般に、10個のパケットの前に訓練シーケンスが先行する。図26は、訓練シーケンスの代表的フォーマットを示す。図27は、訓練シーケンス（図26も参照）およびCRCを含む、モード3における周期 $T_D$ の上述の代表的スロットフォーマットの部分を図式的に示す。

【0055】図26の訓練シーケンスのプリアンブルは、パターン $(1+j)*[1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1]$ を含む、それは、受信機による最初の記号タイミング捕捉を補助する。この図26の例におけるプリアンブルには、4相位相偏移変調（QPSK）を用いて送信される64ビットのブルーーツ同期ワードが続く、モード3における32記号送信を意味する。この同期ワードには、QPSK変調を用いて送信されるヘッダが続く。プリアンブル、同期ワード、およびヘッダの送信のためには、16QAMにおける最も速いコンステレーションが用いられる（図6A参照）。図27をさらに参照すると、ヘッダには、パケットにより占有される合計時間が200マイクロ秒になるように、ペイロードが続く。このペイロードには、32ビットのCRCが続く。

【0056】上述のスロットおよびパケットのフォーマットは、単に代表的なものであり、例えば、パケット長は任意の所望の長さにセットすることができ、CRCのためには異なるサイズの多項式を用いることができ、プ

リアンブルには異なるサイズの訓練シーケンスを用いることができ、同期ワードおよびヘッダは所望のサイズとすることができると理解すべきである。また、上述のスロットおよびパケットのフォーマットは、容易に両方向通信に對し適用されうること理解すべきである。

【0057】上述の代表的なスロットおよびパケットのフォーマットは、例えば、18MbpsにおけるHDTV-MPEG2ビデオの送信を可能にする。例えば、24フレーム/秒が、MPEG2ビデオにおいて送信されるものと仮定する。すなわち、マスタはスレーブへ、2184記号のデータペイロードを搬送する、それぞれの長さが $200\mu\text{sec}$ である100個のパケットを送信する。例えば、10個のそのようなパケットの前に81記号の訓練シーケンスが先行し（図26）、レート $1/2$ のコーディングによる16QAMが用いられるものと仮定すると、6個のビデオフレームの送信には $206.8\text{msec}$ が必要である。9%のMPEG2を仮定することは、6個のビデオフレームのために必要とされる合計時間が $225\text{msec}$ であることを意味する。図28は、モード3を用いるHDTV-MPEG2ビデオの送信における代表的送信パラメータを要約している。

【0058】モード3における捕捉およびパケット受信のための受信機アルゴリズムは、モード2と同様である。図29には、モード3受信機アルゴリズムの代表的ブロック図が示されている。図30には、モード3のための代表的受信機の実施例が図式的に示されている。全体が301に示されている図30の復調器は、例えば、チャンネル推定、等化、および記号からビットへのマッピングを行う。

【0059】図31には、モード3のための代表的送信機が示されている。IおよびQチャンネルに関するそれぞれのD/A変換器310は、例えば、6ビット44MHzの変換器でありうる。図31および図30の送信機および受信機はいっしょに、上述の図19Bの代表的モード3トランシーバを形成するために用いられる。

【0060】ある代表的実施例においては、図32A、図32B、および図33に示されているように、QPSK、16QAM、および8PSK（8相位相偏移変調）のような変調オプションが、モード3において用いられる。図32AのQPSKの例を参照すると、IEEE802.11において用いられるような代表的カーブシーケンスが、送信記号を拡散させるために用いられている。図32Aには、ビットから記号へのマッピングが示されている。図32Bの8PSKの例を参照すると、IEEE802.11において用いられるようなカーブシーケンスが、送信記号を拡散させるために用いられている。図32Bには、ビットから記号へのマッピングが示されている。図33の16QAMの例を参照すると、IEEE802.11において用いられるようなカ

パーシーケンス（ここではスクランプリングコードとも呼ばれる）Sが、送信記号を拡散させるために用いられている。図33には、ビットから記号へのマッピングが示されている。図32Aおよび図33の例において、 $S_i$ は、シーケンスSのi番目のメンバーを表し、それは1または0である。ある実施例においては、カパーシーケンスは用いられず、その場合は、Sのいずれの値に関連するコンステレーションも用いられる。

【0061】図34に示されている、指数関数的に遅延せしめられるレーリチャネルは、予期される動作環境の代表的なものであり、従って、パフォーマンスをテストするために用いられる。図34のチャネルのインパルス応答の複素振幅は、以下の数式により与えられる。

【0062】

【数6】

$$h_t = N(0, \sigma_t^2/2) + jN(0, \sigma_t^2/2) \\ \sigma_t^2 = \sigma_0^2 e^{-\alpha t / T_{\text{rms}}} \\ \sigma_0^2 = 1 - e^{-T_0 / T_{\text{rms}}}$$

【0063】 $T_{\text{rms}}$ のチャネルモデルは、（図30のフィルタ305の出力における）等化を必要とし、これはさまざまな方法により行うことができ、その2つの従来の例を図35および図36に関連して以下に説明する。図35には、代表的なMMSE（最小2乗平均誤差）等化器のセクションが示されている。等化器セクションはMMSE等化器を含み、それにDFE（決定帰還等化器）が続いている。MMSEは、最小2乗平均誤差基準およびチャネルの評価を用い、全ての記号に関する決定を350に発生する。DFEは、MMSEにより得られた全てのチャネルの決定を、入力信号から減算し、次に351に、全ての記号に関する整合フィルタのソフトデジションを発生する。これらは次に、ソフトデジションブロックへ供給され、このブロックは352に、ビットレベルのソフトデジションを発生する。これらのビットレベルのソフトデジションは、次にターボデコーダ307（図30参照）へ、または、非コード化システムの場合はスレッシュド装置へ、供給される。

【0064】図36の代表的MAP等化器セクションは、受信信号およびチャネルの評価が与えられた時の、送信された記号のアポストリオリな確率を最大化する。これらの記号確率360は、次に361において、記号に関する加算によりビット確率へ変換される。これらのビット確率362は、次にターボデコーダまたはスレッシュド装置へ入力される。

【0065】ビデオ送信は、一般に $10^{-8}$ のBERを必要とし、この誤り率を実現するためにターボコーディングが用いられる。並列連結畳み込みコード（parallel concatenated convolution codes PCCC）は約 $10^{-7}$ のエラーフ

ロア（error floor）を有することが公知であるが、直列連結畳み込みコード（serial concatenated convolution codes SCCC）はエラーフロアをもたずBER要求を満たしうる。図37におけるSCCCは従来のものであり、最初ディバサラー（Divsalar）およびポララ（Pollara）により、1997年9月のフランス、プレストにおける、ターボコードおよび応用の国際シンポジウムの会報（Proceedings International Symposium of Turbo Codes and Applications）の第80ないし87頁に所載の、「直列およびハイブリッド連結されたコードとその応用（Serial and Hybrid Concatenated Codes with Application）」に提案されたもので、これはここで参照することにより、その内容を本願に取り込むこととする。

【0066】図38から図44までには、モード3のためのモンテカルロシミュレーションの代表的結果が与えられている。全てのシミュレーションにおいて、4096個の情報ビットを有するフレームサイズが用いられた。図38および図39は、AWGNチャネルにおけるFERおよびBERを示す。図40および図41は、フェージングのないIEEE802.15.3多重経路チャネルにおけるFERおよびBERを示す。図42および図43は、フェージングのあるIEEE802.15.3多重経路チャネルにおけるFERおよびBERを示す。図44は、単一経路レーリフェージングチャネルにおけるFERを示す。

【0067】典型的なトランシーバサイズの制約により、本発明による送信および受信のためには単一アンテナが望ましい。しかし、送信および受信のダイバーシチのために、2つのアンテナを用いることも可能である。交換ダイバーシチのような簡単なスキームは（例えば、ブルートウスピコネットにおける）他の装置に対してはやはりトランススペアレントでありながら、本発明により与えられるトランシーバ装置へ容易に取り入れうる。上述の変調技術は、時空コーディング（space time coding）、ビーム形成、などのような、もっと複雑な送信ダイバーシチに対しても適用可能である。

【0068】本発明の前述の変調スキームはまた、並列連結トレリスコード化変調（parallel concatenated trellis coded modulation PCTCM）および直列連結トレリスコード化変調（serially concatenated trellis coded modulation SCTCM）のような、もっと複雑なコーディングスキームをも許容する。また、（図37のターボコーディングよりも良い動作を行いうる）もっと複雑

度の低いトリスコードが、本発明によるトランシーバ装置には容易に取入れらる。

【0069】 上述のように、図10（受信機）および図11（送信機）は、モード2の代表的トランシーバを示す。モード2受信機の多くの部品、例えば、フロントエンドフィルタ105、LNA106、RF/IF変換器107、およびSAWフィルタ108は、モード1と共用される。モード2受信機のベースバンドは、フィルタリング、AGC、タイミング捕捉、チャネル推定、QAM復調、およびARQの場合のビタビデコーディング、を受入れるための、（モード1の範囲を越えた）追加の論理を必要とする。ある実施例においては、この追加の論理のための特別なゲートの数は、約10,000ゲートになる。

【0070】 上述のように、図30（受信機）および図31（送信機）は、モード3の代表的トランシーバを示す。モード3受信機の多くの部品、例えば、フロントエンドフィルタ308、LNA306、およびRF/IF変換器302は、モード1と共用される。モード1+モード3のインプリメンテーションは、モード3の帯域幅がモード1に比し大きいために、モード1のインプリメンテーションを超えて追加のSAWフィルタを必要とする。モード3受信機のベースバンドは、AGC、タイミング捕捉、チャネル推定、QAM復調、等化、およびターボデコーディングのための、（モード1の範囲を越えた）追加の論理を必要とする。ある実施例においては、この追加の論理のための特別なゲートの数は、約100,000ゲートになる。

【0071】 当業者にとっては、本発明による代表的トランシーバの実施例が、例えば、従来のブルートゥースMACにおいて、適切なハードウェアおよび/またはソフトウェアの変更を行うことにより実現されうことは明らかであろう。上述の、本発明により提供される代表的利点を以下にリストする。

【0072】 ・ ブルートゥースとのインタオペラビリティ：本発明による高速度WPANピコネットは、いくつかのモード1（ブルートゥース）およびモード2またはモード3の装置に同時に適応しうる。

・ 高スループット：モード3において、本発明による高速度WPANは、2.4GHzのISM帯域全体上において、 $6 \times 20 = 120 \text{ Mbps}$ の合計スループットを与える、それぞれが20Mbpsのデータ速度を有する6つの同時接続をサポートする。モード2においては、前記高速度WPANは、それぞれが4Mbpsまでのデータ速度を有するブルートゥースと同数の接続をサポートする。

・ 共存：本発明による代表的WPANの付近におけるブルートゥースのスループットは、10%以下であり、PLS技術は、本発明によるWPANの付近におけるIEEE802.11のスループットの低下が0%で

あることを意味する。そのわけは、PLSが異なる周波数帯域を選択するからである。

・ 妨害に対する抵抗：PLS技術は、マイクロ波、ブルートゥース、およびIEEE802.11からの妨害の回避を助け、従って、PLS技術は妨害に対して堅牢となる。

・ 低い感度レベル：モード2における代表的感度レベルは-78dBmであり、モード3においては-69dBmである。

・ 低い電力消費：2001年におけるモード2の推定電力消費は、受信において平均25mW、送信において平均15mWであり、2001年におけるモード3の推定電力消費は、受信において平均95mW、送信において平均60mWである。

以上においては、本発明の代表的実施例を詳述したが、これは本発明の範囲を制限するものではなく、本発明はさまざまな実施例により実行される。

【0073】 本願は、以下の同時期米国特許出願の、35 U. S. C. 119 (e) (1) のもとでの優先権を主張する：2000年6月9日付仮出願の第60/210,851号；2000年7月5日付仮出願の第60/215,953号；2000年7月6日付仮出願の第60/216,290号、第60/216,436号、第60/216,291号、第60/216,292号、第60/216,413号、および第60/216,433号；2000年7月11日付仮出願の第60/217,269号、第60/217,272号、および第60/217,277号；2000年8月29日付仮出願の第60/228,860号。上述の仮出願は全て、ここで参照してその内容を本願に取り込むこととした。本願は、本願と同時に出願された以下の同時期出願に関連している：明細書番号はT I - 31285およびT I - 31286であり、それぞれのタイトルは、「周波数帯域選択を用いる無線通信 (Wireless Communications with Frequency Band Selection)」および「効率的な再送信動作を用いる無線通信 (Wireless Communications with Efficient Retransmission Operation)」である。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明によるWPANの代表的パラメータをテーブル形式で示す。

【図2】 本発明によるWPANトランシーバ装置の代表的構成を図式的に示す。

【図3】 本発明によるWPANトランシーバの第1および第2動作モードに関連する代表的パラメータをテーブル形式で示す。

【図4】 図3に示されている動作モードに関連する、送信スペクトルマスクをテーブル形式で示す。

【図５】図３に示されている動作モード間におけるトランシーバ装置の代表的遷移を示す、状態遷移図である。  
【図６】Ａは、本発明によるモード２の送信における代表的フレームフォーマットを図式的に示し、Ｂは、本発明によるモード２の選択された記号送信において用いられる、１６ＱＡＭコンステレーションの代表的コンステレーションポイントを表示する。

【図７】本発明による代表的ＷＰＡＮの動作を図式的に示す。

【図８】図７のＷＰＡＮにおける通信のための代表的タイミング図である。

【図９】本発明によるモード２受信機における代表的捕捉およびパケット受信アルゴリズムを図式的に示す。

【図１０】図９のアルゴリズムを実行するモード２受信機の代表的実施例を図式的に示す。

【図１１】本発明によるモード２送信機の代表的実施例を図式的に示す。

【図１２Ａ】本発明による代表的な送信エンコーディング動作および受信デコーディング動作を示す。

【図１２Ｂ】Ａに示されている受信動作を行う、代表的なトランシーバの実施例の関連部分を図式的に示す。

【図１２Ｃ】Ａに示されている受信動作を行う、代表的なトランシーバの実施例の関連部分を図式的に示す。

【図１３】従来のブルートゥース動作（１３１）を用いて得られる代表的なシミュレーションの結果と、１６ＱＡＭ（１３２）および６４ＱＡＭ（１３３）による本発明のモード２動作を用いて得られる代表的なシミュレーションの結果とを、グラフにより比較する。

【図１４Ａ】本発明によるモード３において動作する、ＷＰＡＮトランシーバに関連する代表的パラメータをテーブル形式で示す。

【図１４Ｂ】本発明によるモード３において動作する、ＷＰＡＮトランシーバに関連する代表的パラメータをテーブル形式で示す。

【図１４Ｃ】Ｂのモード制御装置の代表的実施例の部分を示す。

【図１４Ｄ】本発明によるモード３において動作する、ＷＰＡＮトランシーバに関連する代表的パラメータをテーブル形式で示す。

【図１４Ｅ】本発明によるモード３において動作する、ＷＰＡＮトランシーバに関連する代表的パラメータをテーブル形式で示す。

【図１５】本発明によるモード３トランシーバにより用いられる送信スペクトルマスクをテーブル形式で示す。

【図１６】本発明によるＰＬＳを有するモード３パフォーマンスと、本発明によるＰＬＳを有さないモード３パフォーマンスとを、グラフにより比較する。

【図１７】本発明によるトランシーバ装置の、モード１とモード３との間の代表的遷移を示す、状態遷移図である。

【図１８】本発明による代表的ＷＰＡＮの動作を図式的に示す。

【図１９】Ａは、図１７の代表的状態遷移と、モード１状態において行われうる代表的動作とを示すタイミング図であり、Ｂは、本発明によるモード１およびモード３をサポートするトランシーバの代表的実施例を図式的に示す。

【図２０】本発明によるブロードパケットの代表的フォーマットを図式的に示す。

【図２１Ａ】図１９ＡのＰＬＳ部分の例を詳細に示す。

【図２１Ｂ】図１９Ｂのモード制御装置の代表的実施例の関連部分を図式的に示す。

【図２１Ｃ】図１９Ｂおよび図２１Ｂのモード制御装置により行われうる代表的動作を示す。

【図２２】本発明による選択パケットの代表的フォーマットを図式的に示す。

【図２３】本発明により得られた代表的ＰＬＳサンプリングの結果をグラフにより示す。

【図２４Ａ】本発明によるモード３通信における代表的タイムスロットフォーマットを図式的に示す。

【図２４Ｂ】本発明によるモード３通信における代表的タイムスロットフォーマットを図式的に示す。

【図２４Ｃ】本発明による再送信技術の代表的動作を示す。

【図２４Ｄ】Ｃに示されている動作を実行する代表的トランシーバの実施例の関連部分を示す。

【図２５】Ａは、図２４Ａのタイムスロットフォーマットと共に用いられる、代表的パケットフォーマットを示し、Ｂは、本発明による代表的ＡＲＱパケットフォーマットを示す。

【図２６】図２５Ａのパケットフォーマットと共に用いられうる訓練シーケンスの代表的フォーマットを図式的に示す。

【図２７】図２４Ａのスロットフォーマットの部分を詳細に示す。

【図２８】本発明によるモード３を用いたビデオ送信に用いられうる代表的送信パラメータをテーブル形式で示す。

【図２９】本発明によるモード３動作における代表的な捕捉およびパケット受信アルゴリズムを図式的に示す。

【図３０】図２９のアルゴリズムを実行する、本発明によるモード３受信機の代表的実施例を図式的に示す。

【図３１】本発明によるモード３送信機の代表的実施例を図式的に示す。

【図３２】ＡおよびＢは、モード３動作において用いられうる、ビットから記号への代表的マッピングを図式的に示す。

【図 3 3】 モード 3 動作において用いられる、ビットから記号への別の代表的マッピングを図式的に示す。

【図 3 4】 本発明によるトランシーバが遭遇する、典型的なチャネルインパルス応答をグラフにより示す。

【図 3 5】 図 3 4 のチャネルモデルの等化を行うために用いられる、等化器セクションの代表的実施例を図式的に示す。

【図 3 6】 図 3 4 のチャネルモデルを等化するために用いられる、別の代表的等化器セクションを図式的に示す。

【図 3 7】 本発明によるモード 3 動作と共に用いられる代表的ターボコードを図式的に示す。

【図 3 8】 通信チャネルにおけるモード 3 動作のための代表的シミュレーションの結果をグラフにより示す。

【図 3 9】 通信チャネルにおけるモード 3 動作のための代表的シミュレーションの結果をグラフにより示す。

【図 4 0】 通信チャネルにおけるモード 3 動作のための代表的シミュレーションの結果をグラフにより示す。

【図 4 1】 通信チャネルにおけるモード 3 動作のための代表的シミュレーションの結果をグラフにより示す。

【図 4 2】 通信チャネルにおけるモード 3 動作のための代表的シミュレーションの結果をグラフにより示す。

【図 4 3】 通信チャネルにおけるモード 3 動作のための代表的シミュレーションの結果をグラフにより示す。

【図 4 4】 通信チャネルにおけるモード 3 動作のための代表的シミュレーションの結果をグラフにより示す。

【符号の説明】

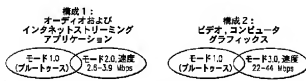
- 1 2 0 3 ビタビデコード
- 1 2 0 6 制御装置
- 1 2 1 0 エンコーダ
- 1 2 1 3 パックファ
- 1 2 1 4 セレクタ

【図 1】

【図 3】

モード	データ速度 (Mbps)	ターゲット アプリケーション	受信機 感度	電力消費 ('001)	
				R <sub>x</sub> 平均	T <sub>x</sub> 平均
モード 1.0 (ブルートゥース)	1 Mbps		-84 dBm	25 mW	15 mW
モード 2.0	2.5-3.9 Mbps	オーディオ	-78 dBm	30 mW	20 mW
モード 3.0	22-44 Mbps	ビデオ、 コンピュータ グラフィックス	-69 dBm	95 mW	80 mW

【図 2】



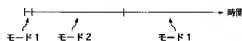
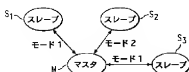
【図 4】

パラメータ	モード 1 (ブルートゥース)	モード 2
周波数ホッピング	1600 Hz	ブルートゥースと同じ
フィルタスベクトル		ブルートゥースと同じ
変調	GFSK	16, 64 QAM
最大データ速度	1 Mbps	2.5, 3.9 Mbps
編成		モード 1 を用い次に モード 2 ヘイスツ
送信電力	0 dBm	0 dBm, 8 dBm
距離	10 m	10 m
公称パケット誤り率	10%	10%
マージン + 雑音指数	37 dB	37 dB
受信機感度	-84 dBm	-84, -78 dBm
コーディング	ARC	ARC + 難パケットに わたる変込みコード

【図 5】

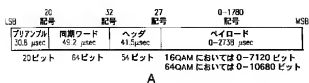
周波数オフセット	送信電力
+/- 550 MHz	-20 dBc
M-N =2	-20 dBm
M-N >3	-40 dBm

【図 7】

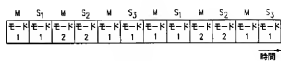




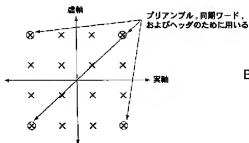
【図 6】



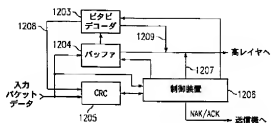
【図 8】



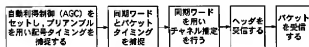
【図 12 B】



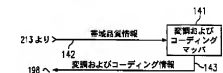
【図 9】



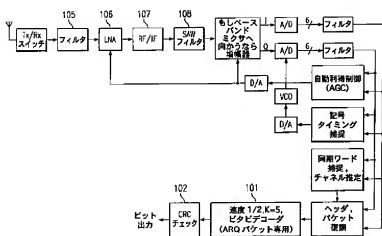
【図 14 C】



【図 10】



【図 15】



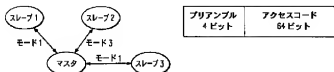
【図 11】



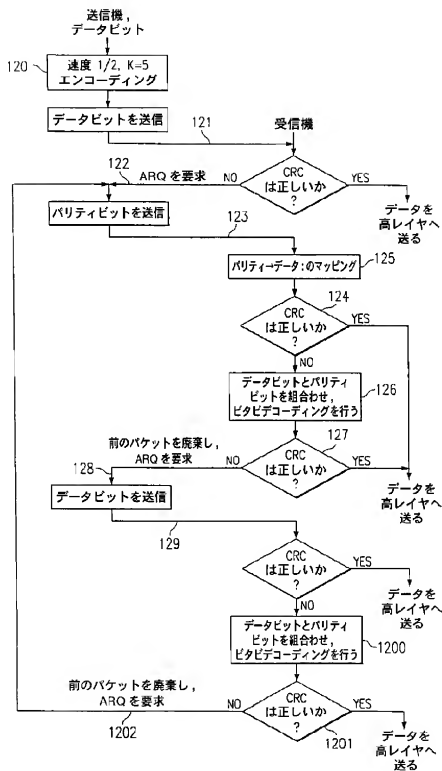
【図 18】

【図 20】

周波数オフセット	送信電力
1c	0 dBc
+/- 11 MHz	-30 dBc
+/- 22 MHz	-50 dBm



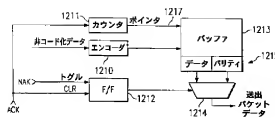
【図12A】



【図22】

プリアンブル 4ビット	アクセスコード 64ビット	チャネルエッジ 周波数インデックス 64×3=192ビット
----------------	------------------	-------------------------------------

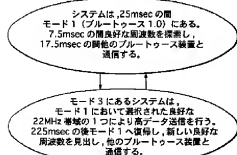
【図12C】



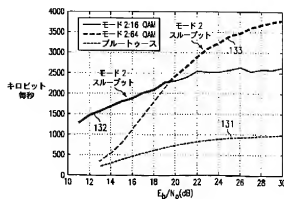
【図14A】

パラメータ	1	2	3	4	5
フィルタ スペクトル	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b
変調	QPSK	QPSK	16 QAM	16 QAM	16 QAM
スタンパング コード長	256	256	256	256	256
物理データ 速度	22 Mbps	22 Mbps	44 Mbps	44 Mbps	44 Mbps
コーディング 速度 1/2, ターボ (SCCC)	なし	なし	速度 1/2, ターボ (SCCC)	速度 3/4, ターボ (SCCC)	なし
ARQ	オプション	オプション	オプション	オプション	オプション
最大データ 速度	11 Mbps	22 Mbps	22 Mbps	33 Mbps	44 Mbps
送信電力	-1 dBm	8 dBm	4 dBm	8 dBm	15 dBm
距離	10 m	10 m	10 m	10 m	10 m
ビット誤り率	1e-8	1e-8	1e-8	1e-8	1e-8
パケット 誤り率	1e-4	1e-4	1e-4	1e-4	1e-4
マージン + 雑音指数	37 dB	37 dB	37 dB	37 dB	37 dB
受信感度	-85 dBm	-76 dBm	-80 dBm	-78 dBm	-69 dBm
周波数 ダイバシティ	帯域選択	帯域選択	帯域選択	帯域選択	帯域選択
符号速度	11 Mbps	11 Mbps	11 Mbps	11 Mbps	11 Mbps
拡散	11 Mbps	11 Mbps	11 Mbps	11 Mbps	11 Mbps

【図17】



【図13】



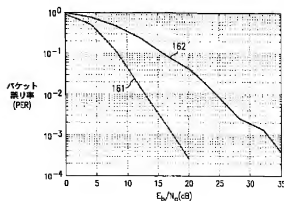
【図14B】

最大データ 速度	変調	符号速度	コーディング	拡散
18 18 Mbps	QPSK	18 Mbps	速度 1/2	18 Mcbps/sec
19 36 Mbps	QPSK	18 Mbps	速度 1	18 Mcbps/sec
20 36 Mbps	16 QAM	18 Mbps	速度 1/2	18 Mcbps/sec
21 54 Mbps	16 QAM	18 Mbps	速度 3/4	18 Mcbps/sec
22 72 Mbps	16 QAM	18 Mbps	速度 1	18 Mcbps/sec

【図14D】

パラメータ	6	7	8	9	10
フィルタ スペクトル	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b
変調	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK
スタンパング コード長	256	256	256	256	256
物理データ 速度	22 Mbps	22 Mbps	22 Mbps	22 Mbps	22 Mbps
コーディング 速度 1/2, ターボ	速度 1/2, ターボ	速度 2/3, ターボ	速度 3/4, ターボ	速度 4/5, ターボ	速度 5/6, ターボ
ARQ	オプション	オプション	オプション	オプション	オプション
最大データ 速度	11 Mbps	14.67 Mbps	15.5 Mbps	17.6 Mbps	18.33 Mbps

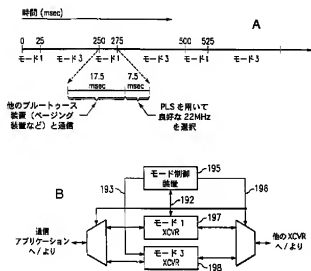
【図16】



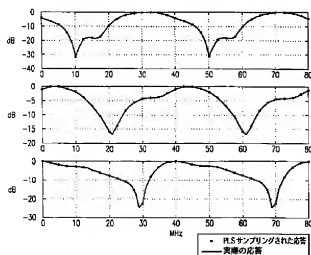
【図14E】

パラメータ	11	12	13	14	15	16	17
フィルタ スペクトル	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b
変調	8-PSK	8-PSK	8-PSK	8-PSK	8-PSK	8-PSK	8-PSK
スタンディング コード長	256	256	256	256	256	256	256
物理データ 速度	33 Mbps	33 Mbps	33 Mbps	33 Mbps	33 Mbps	33 Mbps	33 Mbps
コーディング	なし	速度 1/3, ターボ	速度 1/2, ターボ	速度 2/3, ターボ	速度 3/4, ターボ	速度 4/5, ターボ	速度 5/6, ターボ
ARQ	オプション	オプション	オプション	オプション	オプション	オプション	オプション
最大データ 速度	33 Mbps	11 Mbps	16.5 Mbps	22 Mbps	24.75 Mbps	26.4 Mbps	27.5 Mbps

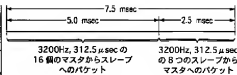
【図19】



【図23】



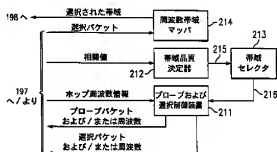
【図21A】



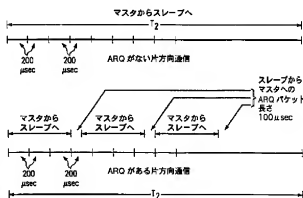
【図26】



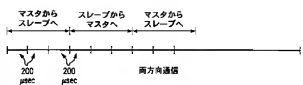
【図21B】



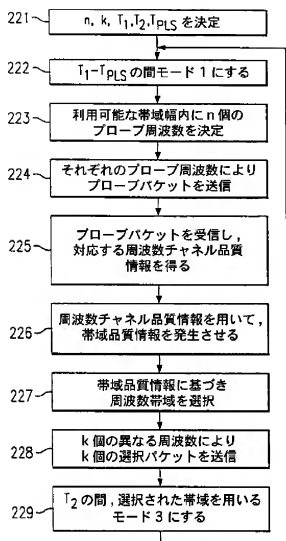
【図24A】



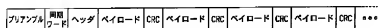
【図24B】



【図 21 C】

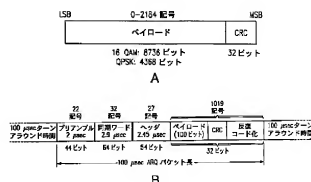


【図 27】

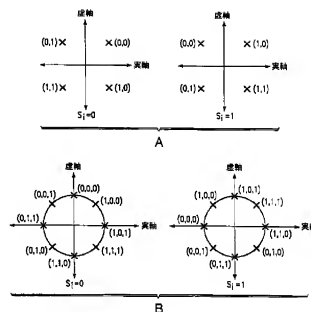


【図 29】

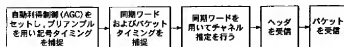
【図 25】



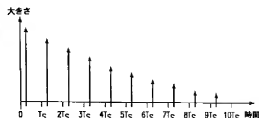
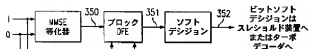
【図 32】



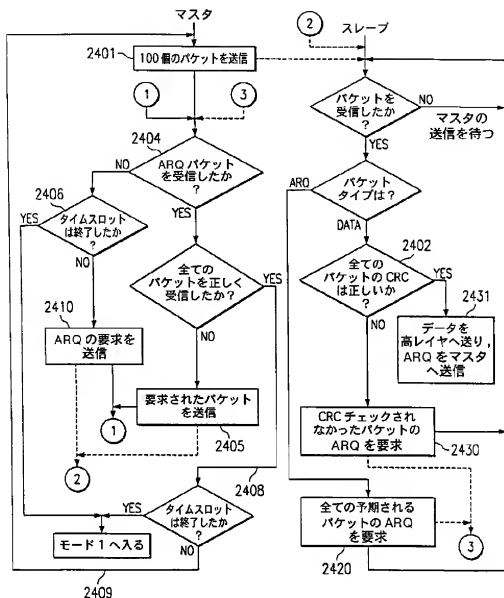
【図 34】



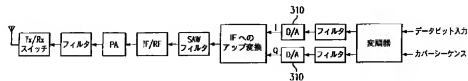
【図 35】



【図24C】

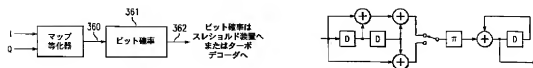


【図31】

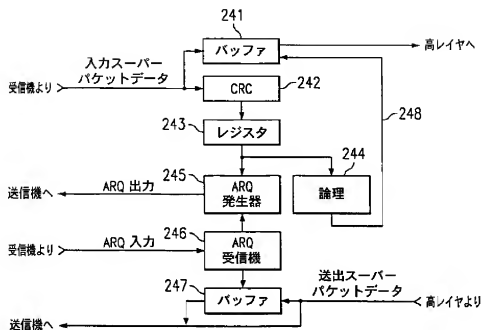


【図36】

【図37】



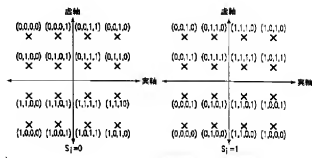
【図 2 4 D】



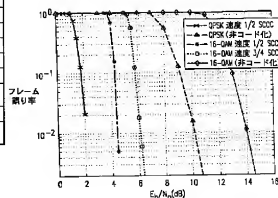
【図 2 8】

モード 3 を用いる MPEG2 HDTV ビデオ送信	
ビデオデータ速度	18 Mbps
ビデオフレーム / SEC	24
ビデオフレーム / モード 3 スロット	6
モード 3 データ速度	44 Mbps, 11 MSPS
コーディング	速度 1/2, ターボ
変調	15 QAM
ブルートゥースモードにある時間 ( $T_1$ msec)	25 msec
他チャンネルがブルートゥースモードにある時間	17.5 msec
PAL がブルートゥースモードにある時間	7.5 msec
モード 3 にあるスロット時間 ( $T_2$ msec)	225 msec
モード 3 パケットサイズ	4.4 Kbits
データビット / パケット	4368
CRC ビット / パケット	32
モード 3 パケット長	200 $\mu$ sec
パケット / スロットの数	1030
訓練シーケンスの長さ	81 記号, 7.36 $\mu$ sec
パケット / 訓練シーケンスの数	10
パケット / ARQ の数	100
訓練シーケンス / パケットの数	103
ビデオフレーム (ARQ なし) を送信するのに必要な時間	204.5+1.5+0.76-206.76 msec
ARQ 速度	5%
ARQ のあるビデオフレームを送信するのに必要な時間	225 msec

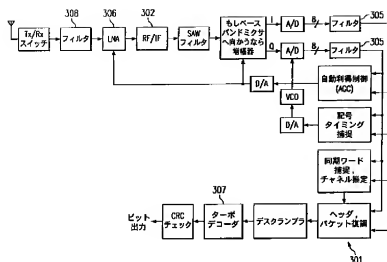
【図 3 3】



【図 3 8】

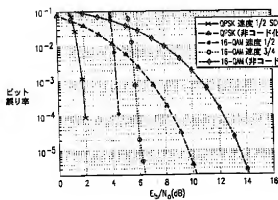


【図 30】

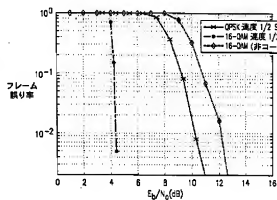


【図 39】

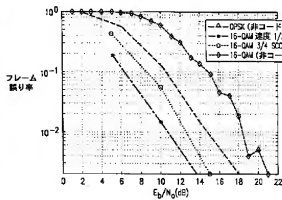
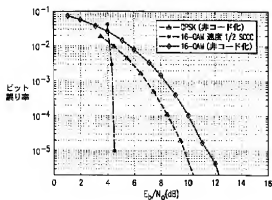
【図 40】



【図 41】

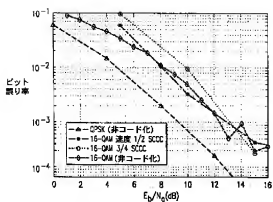


【図 42】

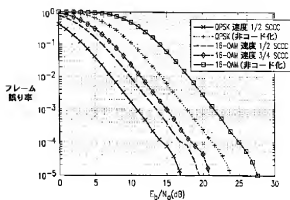




【図43】



【図44】



フロントページの続き

(72)発明者 モハメド ナフィ  
アメリカ合衆国 テキサス、リチャードソ  
ン、 パッキンガム ロード 530、アバ  
ートメント 121

(72)発明者 アナンド ジー、ダバク  
アメリカ合衆国 テキサス、プラノ、ケン  
ドール ドライブ 8625  
Fターム(参考) 5K014 AA01 BA02 BA06 BA10 DA02  
HA10  
5K034 AA01 AA15 AA20 DD02 EE03  
HH11 KK21 NN26

## **WIRELESS COMMUNICATIONS WITH EFFICIENT CHANNEL CODING**

This application claims the priority under 35 U.S.C. 119(e)(1) of the following copending U.S. provisional applications: 60/210,851 filed on June 9, 2000; 60/215,953 filed on July 5, 2000; 60/216,290 60/216,436, 60/216,291, 60/216,292, 60/216,413 and 60/216,433 filed on July 6, 2000; 60/217,269, 60/217,272 and 60/217,277 filed on July 11, 2000; and 60/228,860 filed on August 29, 2000. All of the aforementioned provisional applications are hereby incorporated herein by reference.

This application is related to the following copending applications filed contemporaneously herewith by the inventors of the present application: Docket Nos. TT-31285 and TT-31286 respectively entitled "Wireless Communications with Frequency Band Selection" and "Wireless Communications with Efficient Retransmission Operation".

### **FIELD OF THE INVENTION**

The invention relates generally to wireless communications and, more particularly, to wireless communications that utilize: channel coding; multiple data rates; multiple modulation and channel coding schemes; or automatic repeat request (ARQ).

## BACKGROUND OF THE INVENTION

The IEEE 802.15 Task Group 3 has outlined requirements for a high rate wireless personal area network (WPAN). Various data rates are to be provided to support, for example, audio, video, and computer graphics.

The present invention provides for a WPAN that supports data rates for a variety of applications including audio, video and computer graphics. According to the invention, a probe, listen and select technique can be used advantageously to select from an available frequency spectrum a frequency band whose communication quality is suitable for communication at a desired data rate. Probe packets are transmitted on different frequencies during a known period of time, and frequency channel quality information is obtained from the probe packets. This quality information is used to select a desirable frequency band. The communication quality of the selected band can also be used as a basis for selecting from among a plurality of modulation and coding combinations that are available for use in communication operations. Further according to the invention, ARQ operations can be implemented by sending a plurality of data packets in a superpacket, and responding with an ARQ acknowledgement packet that indicates which packets of the superpacket require retransmission. Further according to the invention, a data encoding algorithm can be used to generate redundant (overhead) bits from original data bits, and the data bits and redundant bits can be sent in respectively separate transmissions, if the redundant bits are needed. At the receiver, the original data bits can be determined from the received redundant bits, or the received data bits and the received redundant bits can be combined and decoded together to produce the original data bits.

## **BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS**

FIGURE 1 illustrates in tabular format exemplary parameters of a WPAN according to the invention.

FIGURE 2 diagrammatically illustrates exemplary configurations of WPAN transceiver devices according to the invention.

FIGURE 3 illustrates in tabular format exemplary parameters associated with first and second operational modes of a WPAN transceiver according to the invention.

FIGURE 4 illustrates in tabular format a transmit spectrum mask associated with the operational modes illustrated in FIGURE 3.

FIGURE 5 is a state transition diagram which illustrates exemplary transitioning of transceiver devices between the modes of operation illustrated in FIGURE 3.

FIGURE 6A diagrammatically illustrates an exemplary frame format structure for mode 2 to transmissions according to the invention.

FIGURE 6B graphically illustrates exemplary constellation points of the 16 QAM constellation which can be utilized for selected symbol transmission in mode 2 according to the invention.

FIGURE 7 diagrammatically illustrates operations of an exemplary WPAN according to the invention.

FIGURE 8 is an exemplary timing diagram for communications in the WPAN of FIGURE 7.

FIGURE 9 diagrammatically illustrates an exemplary acquisition and packet reception algorithms for a mode 2 receiver according to the invention.

FIGURE 10 diagrammatically illustrates an exemplary embodiment of a mode 2 receiver which can implement the algorithms of FIGURE 9.

FIGURE 11 diagrammatically illustrates an exemplary embodiment of a mode 2 transmitter according to the invention.

FIGURE 12A illustrates exemplary transmit encoding and receive decoding operations according to the invention.

FIGURE 12B diagrammatically illustrates pertinent portions of an exemplary transceiver embodiment that can perform receive operations shown in FIGURE 12A.

FIGURE 12C diagrammatically illustrates pertinent portions of an exemplary transceiver embodiment that can perform transmit operations shown in FIGURE 12A.

FIGURE 13 graphically compares exemplary simulation results obtained using conventional Bluetooth operation (131) with exemplary simulation results obtained using mode 2 operation according to the invention with 16 QAM (132) and 64 QAM (133).

<sup>(14B, 14C)</sup>  
FIGURES 14A and 14B illustrate in tabular format exemplary parameters associated with WPAN transceivers operating in mode 3 according to the invention.

FIGURE 14C illustrates part of an exemplary embodiment of the mode controller of FIGURE 19B.

FIGURE 15 illustrates in tabular format a transmit spectrum mask which can be used by mode 3 transceivers according to the invention.

FIGURE 16 graphically compares mode 3 performance with and without PLS according to the invention.

FIGURE 17 is a state transition diagram which illustrates exemplary transitions of transceiver devices between mode 1 and mode 3 according to the invention.

FIGURE 18 diagrammatically illustrates operations of an exemplary WPAN according to the invention.

FIGURE 19A is a timing diagram which illustrates the exemplary state transitions of FIGURE 17 and exemplary operations which can be performed in the mode 1 state.

FIGURE 19B diagrammatically illustrates an exemplary embodiment of a transceiver which supports mode 1 and mode 3 according to the invention.

FIGURE 20 diagrammatically illustrates an exemplary format of a probe packet according to the invention.

FIGURE 21A illustrates in detail an example of the PLS portion of FIGURE 19A.

FIGURE 21B diagrammatically illustrates pertinent portions of an exemplary embodiment of the mode controller of FIGURE 19B.

FIGURE 21C illustrates exemplary operations which can be performed by the mode controller of FIGURES 19B and 21B.

FIGURE 22 diagrammatically illustrates an exemplary format of a selection packet according to the invention.

FIGURE 23 graphically illustrates exemplary PLS sampling results obtained according to the invention.

FIGURES 24A and 24B diagrammatically illustrate exemplary time slot formats for mode 3 communication according to the invention.

FIGURE 24C illustrates exemplary operations of a retransmission technique according to the invention.

FIGURE 24D illustrates pertinent portions of an exemplary transceiver embodiment that can implement operations shown in FIGURE 24C.

FIGURE 25A illustrates an exemplary packet format for use with the time slot formats of FIGURE 24A.

FIGURE 25B illustrates an exemplary ARQ packet format according to the invention.

FIGURE 26 diagrammatically illustrates an exemplary format of a training sequence which can be used in conjunction with the packet format of FIGURE 25A.

FIGURE 27 illustrates a portion of the slot format of FIGURE 24A in more detail.

FIGURE 28 illustrates in tabular format exemplary transmission parameters which can be used for video transmission using mode 3 according to the invention.

FIGURE 29 diagrammatically illustrates exemplary acquisition and packet reception algorithms for mode 3 operation according to the invention.

FIGURE 30 diagrammatically illustrates an exemplary embodiment of a mode 3 receiver according to the invention which can implement the algorithms of FIGURE 29.

FIGURE 31 diagrammatically illustrates an exemplary embodiment of a mode 3 transmitter according to the invention.

<sup>and 32B</sup>  
FIGURE 32A graphically illustrates an exemplary mapping of bits to symbols which can be used in mode 3 operation.

FIGURE 33 graphically illustrates another exemplary mapping of bits to symbols which can be used in mode 3 operation.

FIGURE 34 graphically illustrates a typical channel impulse response encountered by transceivers according to the invention.

FIGURE 35 diagrammatically illustrates an exemplary embodiment of an equalizer section which can be used to provide equalization of the channel model of FIGURE 34.

FIGURE 36 diagrammatically illustrates another exemplary equalizer section which can be used to equalize the channel model of FIGURE 34.

FIGURE 37 diagrammatically illustrates an exemplary turbo coder for use in conjunction with mode 3 operation according to the invention.

FIGURES 38-44 graphically illustrate exemplary simulation results for mode 3 operation in various communication channels.



## DETAILED DESCRIPTION

The invention includes a PHY layer solution to the IEEE 802.15 Task Group 3 that offers the best solution in terms of complexity vs. performance according to the criteria document of the IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), "TG3-Criteria-Definitions", 11<sup>th</sup> May 2000, which outlines requirements for high rate wireless personal area network (WPAN) systems, and which is incorporated herein by reference. The required data rates to be supported by a high rate WPAN according to the invention are specified in the aforementioned criteria document. The data rates for audio are 128-1450 kbps, for video are from 2.5-18 Mbps and for computer graphics are 15, 38 Mbps. Due to the wide range for the required data rates, and in order to have a cost-effective solution covering all the data rates, the invention provides for a two or three mode system in the 2.4 GHz band. The available modes include:

- (1) Mode 1 is a conventional Bluetooth 1.0 system giving a data rate of 1 Mbps.
- (2) Mode 2 uses the same frequency hopping (FH) pattern as Bluetooth but uses a 64 QAM modulation giving a data rate of 3.9 Mbps.
- (3) Mode 3 selects a good 22 MHz band in the 2.402-2.483 GHz ISM using a probe, listen and select (PLS) technique, and transmits up to 44 Mbps using direct sequence spread spectrum (DSSS).

Examples of system parameters according to the invention are summarized in FIGURE 1. Wireless transceiver devices according to the invention can support any

combination of the aforementioned operational modes. Examples include: devices capable of handling mode 1 + mode 2 for covering audio and Internet streaming data rates of up to 2.5 Mbps; and devices capable of handling mode 1 + mode 3 for covering DVD-High Quality Game applications of up to 38 Mbps. These exemplary configurations are shown diagrammatically in FIGURE 2.

The mode 1 for the proposed system is conventional Bluetooth operation, which is described in detail in Specification of the Bluetooth System, Version 1.0A, July 26, 1999, which is incorporated herein by reference.

FIGURE 3 summarizes the parameters for mode 2 and also compares it to mode 1. An exemplary symbol rate for mode 2 is 0.65 Msymbols/sec. (other rates are also available) giving a bit rate of 2.6 Mbits/sec for 16 QAM (16-ary quadrature amplitude modulation) and 3.9 Mbits/sec. for 64 QAM (64-ary quadrature amplitude modulation). The transmit spectrum mask for mode 2 can be, for example, the same as Bluetooth, as shown in FIGURE 4. For FIGURE 4, the transmitter is transmitting on channel M and the adjacent channel power is measured on channel N. The FIGURE 4 spectrum mask can be achieved, for example, by a raised cosine filter of  $V = 0.54$  and a 3 dB bandwidth of 0.65 MHz for the symbol rate of mode 2.

In one example of operation in mode 1 and mode 2, a Bluetooth master and slave first synchronize to each other and communicate using mode 1 and then enter mode 2 upon negotiation. FIGURE 5 shows an exemplary transition diagram for the master and slave to enter and exit mode 2. The entry into and exit from mode 2 is negotiable between the master and slave.

An exemplary frame format structure for master to slave and slave to master transmissions in mode 2 is similar to mode 1 and is shown in FIGURE 6A. In one example the preamble consists of the pattern  $(1 + j)^* \{1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1\}$ , which aids in the initial symbol timing acquisition of the receiver. The preamble is followed by the 64 bit Bluetooth sync. word transmitted using quadrature phase shift keying (QPSK), implying a 32 symbol transmission in mode 2. The sync. word is followed by the 54 bit Bluetooth header transmitted using QPSK, implying 27 symbols in mode 2. The farthest constellations in the 16/64 QAM are employed for the transmission of the preamble, sync. word and header as shown in FIGURE 6B. The header is followed by a payload of 1 slot or up to 5 slots, similar to Bluetooth. The maximum number of bits in the payload is thus 7120 bits for 16 QAM transmission and 10680 bits for 64 QAM transmission.

The master can communicate with multiple slaves in the same piconet, some slaves in mode 2 and others in mode 1, as shown in the exemplary WPAN of FIGURE 7. The timing diagram of FIGURE 8 shows an example for a Bluetooth SCO HV1 link (i.e., mode 1) between the master M and slaves  $S_1$  and  $S_3$ , with slave  $S_2$  communicating with the master in mode 2 (see also Figure 7).

A block diagram of exemplary receiver algorithms for acquisition and packet reception in mode 2 is shown in FIGURE 9, and an exemplary receiver block diagram for supporting mode 2 is shown in FIGURE 10. In FIGURE 10, the A/D converter can sample the incoming symbols at, for example, 2 samples/symbol, implying a 1.3 MHz sampling rate. An exemplary transmitter block diagram for supporting mode 2 is shown

in FIGURE 11. Several blocks can be shared between the transmitter (FIGURE 11) and the receiver (FIGURE 10) to reduce the overall cost of a transceiver for mode 2. Similarly, several blocks of the mode 2 transmitter and mode 2 receiver can be used also for mode 1, thereby reducing the overall cost of implementing a transceiver for combined mode 1 + mode 2.

A convolutional code of rate  $\frac{1}{2}$ ,  $K = 5$  is used at 101 in the example of Figure 10 to improve the packet error rate performance in the presence of automatic repeat requests (ARQ). Whenever the CRC of a packet is detected in error at 102, the transmitter sends the parity bits in the retransmission. The receiver combines the received data across packets in the Viterbi decoder to improve the overall performance of the receiver. A flow diagram of an exemplary scheme is shown in FIGURE 12A.

In the example of FIGURE 12A, the original data bits and corresponding CRC bits are encoded (e.g., using convolutional coding) at 120 to produce an encoded result that includes the original data bits and corresponding CRC bits, plus parity bits (redundant overhead bits) generated by the encoding algorithm. After the encoding operation at 120, only the original data bits and corresponding CRC bits are initially transmitted at 121. If the CRC at the receiver does not check correctly, then a retransmission is requested at 122. In response to the retransmission request, the parity bits associated with the previously transmitted data bits are transmitted at 123. At the receiver, the received parity bits are mapped into corresponding data and CRC bits using conventional techniques at 125. If the CRC of the data bits produced at 125 is correct at 124, these data bits are then passed to a higher layer. If the CRC does not check

correctly at 124, then the received parity bits are combined with the associated data bits plus CRC bits (earlier-received at 121) for Viterbi decoding at 126. Thereafter, at 127, if the data bits and corresponding CRC bits generated by the Viterbi decoding algorithm produce a correct CRC result, then those data bits are passed to a higher layer. Otherwise, the data bits that were received at 121 are discarded, and a retransmission of those data bits is requested at 128.

The original data bits and corresponding CRC bits are then retransmitted at 129 and, if the CRC checks, the data bits are passed to higher layer. Otherwise, the retransmitted data bits plus CRC bits are combined with the parity bits (earlier-received at 123) for Viterbi decoding at 1200. If the data bits and corresponding CRC bits generated at 1200 by the Viterbi decoding algorithm produce a correct CRC result at 1201, then those data bits are passed to a higher layer. Otherwise, the parity bits that were transmitted at 123 are discarded, and retransmission of the parity bits is requested at 1202. Thereafter, the operations illustrated generally in the flow from 123 through 1202 in FIGURE 12<sup>A</sup> can be repeated until the CRC for the data bits checks correctly or until a predetermined time-out occurs.

FIGURE 12B diagrammatically illustrates pertinent portions of an exemplary transceiver embodiment which can implement receiver operations described above with respect to FIGURE 12A. The incoming packet data including, for example, the received version of the original data bits and corresponding CRC bits, is buffered at 1204 and is also applied to CRC decoder 1205. In response to the CRC decoding operation, a controller 1206 generates either a negative (NAK) or positive (ACK) acknowledgment in

the form of an ARQ packet for transmission to the other end. If the CRC checks correctly (ACK), then the controller 1206 signals buffer 1204 to pass the buffered data to a higher layer. On the other hand, if the CRC did not check correctly (NAK), then, in response to the negative acknowledgement, the other end will transmit the parity bits, which are input to the controller 1206 and buffered at 1204. The controller 1206 maps the received parity bits into corresponding data and CRC bits. This mapping result is applied to the CRC decoder 1205 and, if the CRC checks correctly, the data bits are passed to a higher layer at 1207.

If the CRC of the mapping result does not check correctly, then the controller 1206 signals a Viterbi decoder 1203 to load the parity bits and data (plus CRC) bits from the buffer 1204 and perform Viterbi decoding. The resulting data (plus CRC) bits output at 1208 from the Viterbi decoder 1203 are input to the CRC decoder 1205. If the CRC of the Viterbi-decoded data bits checks correctly, then the controller 1206 directs the Viterbi decoder to pass the Viterbi-decoded data bits to a higher layer at 1209. On the other hand, if the CRC of the Viterbi-decoded data bits does not check correctly, then the controller 1206 outputs another negative acknowledgment, to which the other end will respond by retransmitting the original data (plus CRC) bits (see 129 in FIGURE 12A), which are received and written over the previously-received data (plus CRC) bits in buffer 1204. If the CRC for these newly-received data bits does not check, then the controller 1206 signals for Viterbi decoding of the newly-received data (plus CRC) bits and the previously-received parity bits (which are still in buffer 1204). If this Viterbi decoding does not result in a correct CRC for the data bits, then controller 1206 can

output another NAK, in response to which the parity bits can be re-transmitted, input to controller 1206, and written over the previous parity bits in buffer 1204.

FIGURE 12C diagrammatically illustrates pertinent portions of an exemplary embodiment of a transceiver which can implement transmitter operations illustrated in FIGURE 12A. In FIGURE 12<sup>C</sup>, an encoder 1210 (e.g. a convolutional encoder) encodes the uncoded data, and stores the data (plus CRC) bits and corresponding parity bits in buffer 1213. A pointer 1217 driven by a counter 1211 points to a selected entry 1215 in buffer 1213. The data (plus CRC) bits and the parity bits of the selected entry 1215 are applied to a selector 1214 that is controlled by a flip-flop 1212. The data (plus CRC) bits of entry 1215 are initially selected for the outgoing packet. If a negative acknowledgment (NAK) is received, the flip-flop 1212 toggles, thereby selecting the parity bits of entry 1215 for the next outgoing packet. For all additional negative acknowledgments that are received, the data (plus CRC) and parity bits of entry 1215 are alternately selected at 1214 by the toggling operation of the flip-flop 1212 in response to the received negative acknowledgements. When a positive acknowledgment (ACK) is received, the flip-flop 1212 is cleared and the counter 1211 is incremented, thereby moving the pointer to select another data entry of buffer 1213 for connection to the selector 1214. Of course, the counter 1211 can also be incremented in response to a pre-determined time-out condition.

Exemplary simulation results shown in FIGURE 13 compare the throughput of Bluetooth (131) against mode 2 (132, 133). The simulation assumes single path independent Rayleigh fading for each hopping frequency. This is a good model for mode

2, for the exponential decaying channel model as specified in the aforementioned criteria document. The x-axis is the average  $E_b/N_0$  of the channel over all the hopping frequencies. For 16 QAM (132) mode 2 achieves 2.6x throughput of Bluetooth and for 64 QAM (133) mode 2 achieves 3.9x throughput of Bluetooth. Depending on the  $E_b/N_0$  or other available channel quality information, the modulation scheme that offers the highest throughput can be chosen.

FIGURES 14A, 14D and 14E illustrate exemplary system parameters for mode 3. The symbol rate in these parameter examples is 11 Msymbols/sec (which is the same as in IEEE 802.11(b)), and the spreading parameter is 11 Mchips/sec for these examples. FIGURE 14B shows further parameter examples with a spreading parameter of 18 Mchips/sec and a symbol rate of 18 Msymbols/sec. The transmit spectrum mask for mode 3 can be, for example, the same as in IEEE 802.11(b), as shown in FIGURE 15. At a symbol rate of 11 Msymbols/sec this spectrum mask allows a reasonable cost filter. This spectrum mask can be achieved, for example, by a raised cosine filter of  $\beta = 0.22$ . In one example, the master and slave can start communicating in mode 1. If both devices agree to switch to mode 3, the probe, listen and select (PLS) protocol for frequency band selection is activated. In some exemplary embodiments, this protocol allows selection (for mode 3 transmission) of the best contiguous 22 MHz band in the entire 79 MHz range. This gives frequency diversity gains. FIGURE 16 shows exemplary simulation results of the packet error rate (PER) for the IEEE 802.15.3 exponential channel model as specified in the aforementioned criteria document for a delay spread of 25 ns. The simulation results (using uncoded QPSK) compare performance using PLS according to



the invention (161) to performance without PLS (162). The delay spread of 25 ns gives a frequency diversity of 3 to the PLS technique over the 79 MHz ISM band. This results in a performance gain for PLS of about 15 dB.

Exemplary communications between transceivers employing modes 1 and 3 can include the following: begin transmission in mode 1 and use PLS to identify good 22 MHz contiguous bands; negotiate to enter mode 3; after spending time  $T_2$  in mode 3 come back to mode 1 for time  $T_1$ ; the master can communicate with any Bluetooth devices during time  $T_1$  in mode 1; also during time  $T_1$  and while in mode 1, PLS can be used again to identify good 22 MHz bands; the devices again negotiate to enter mode 3, this time possibly on a different 22 MHz band (or the same band).

An example with  $T_1 = 25$  ms and  $T_2 = 225$  ms is shown in the state transition diagram of FIGURE 17. These choices allow transmission of 6 video frames of 18 Mbps HDTV MPEG2 video every 250 ms.

A master can communicate with several devices in mode 1 while communicating with other devices in mode 3, as shown in the exemplary WPAN of FIGURE 18.

An exemplary timing diagram illustrating transmission in modes 1 and 3 is shown in FIGURE 19A. The Master and Slave communicate in Mode 3 for  $T_2 = 225$  msec. while the remaining 25 ms are used for communicating with other Slaves (e.g. for 17.5 ms) and for PLS (e.g. for 7.5 ms) to determine the best 22 MHz transmission for the next transmission in mode 3. The time used for PLS is also referred to herein as  $T_{PLS}$ .

FIGURE 19B diagrammatically illustrates an exemplary embodiment of a wireless communication transceiver according to the invention. The transceiver of

FIGURE 19B supports mode 1 and mode 3 operation. A mode controller 195 produces a control signal 196 which controls transitions between mode 1 operation and mode 3 operation by selecting between a mode 1 transceiver (XCVR) section 197 and a mode 3 transceiver section 198. The mode controller 195 communicates at 192 with the mode 1 transceiver section 197, and also communicates at 193 with the mode 3 transceiver section 198.

Since the Bluetooth (mode 1) transceiver 197 is capable of hopping at the maximum rate of 3200 hops/sec (each hop is on a 1 MHz band), this rate can be used for channel sounding. This means that the duration of each slot (master-to-slave or slave-to-master) is 312.5 microseconds. A pseudorandom hopping pattern is used in some embodiments. This pattern is chosen such that the entire 79 MHz range is sampled at a sufficient rate (e.g. in 5 MHz steps) to identify the best 22 MHz frequency band. Using this hopping pattern the master can, in mode 1 (Bluetooth), send the slave short packets, also referred to herein as probe packets, of the format shown in FIGURE 20. Notice that exemplary probe packet of FIGURE 20 is the same as a Bluetooth ID packet. The slave estimates the channel quality based, for example, upon the correlation of the access code (e.g. the Bluetooth sync word) of the received probe packet. Note that a special or dedicated probe packet is not necessarily required, because channel quality can also be estimated based on normal mode 1 traffic packets.

Referring to the example of FIGURE 21A, after 16 probe packets (each of time duration 312.5 microseconds including turn around time), the slave will decide on the best contiguous 22 MHz band to use in mode 3, and will then send the index of the

lowest frequency of that band to the master 8 times using 8 slots (each of time duration 312.5 microseconds). This index will be a number from 1 to 57 (79 (bandwidth of ISM band) - 22 (bandwidth in mode 3) = 57), and thus requires a maximum of 6 bits. These 6 bits are repeated 3 times, so the payload of each slave-to-master packet (FIGURE 22), also referred to herein as selection packets, will be a total of 18 bits. This leaves 226  $\mu$ sec. for the turn around time. The number n (e.g. 16 in FIGURE 21A) of master-to-slave packets and the number k (e.g. 8 in FIGURE 21A) of slave-to-master packets can be predefined by the PLS protocol or agreed upon during the initial handshake between the master and slave. Also, the slave can send probe packets to the master so the master can evaluate the slave-to-master channel.

The channel state of each 1 MHz band can be estimated, for example, by using the maximum value of the correlation of the access code or any known part of the probe packet. This gives a good estimate of the amplitude of the fading parameter in that 1 MHz channel. The best 22 MHz band can then be chosen using this information.

For example, for each contiguous 22 MHz frequency band, where the jth frequency band is designated  $f(j)$ , a quality parameter  $q_{f(j)}$  can be calculated as follows

$$q_{f(j)} = \sum_i |\alpha_i|^2$$

where  $|\alpha_i|$  is the magnitude of the fading parameter amplitude estimate (e.g. a correlation value) for the ith frequency hop in  $f(j)$ . The frequency band  $f(j)$  having the maximum  $q_{f(j)}$  is taken to be the best band.

As another example, a quality parameter  $q_{f(j)}$  can be calculated for each contiguous 22 MHz band as

$$q_{f(j)} = \min |\alpha_i|$$

and the band  $f(j)$  having the maximum  $q_{f(j)}$  is selected as the best band.

As another example, the following quality parameters can be calculated for each contiguous 22 MHz band:

$$\begin{aligned} q_{f(j)} &= \sum_i |\alpha_i|^2 \\ A_{f(j)} &= \min |\alpha_i| \\ B_{f(j)} &= \max |\alpha_i| \end{aligned}$$

Those frequency bands  $f(j)$  whose associated  $A_{f(j)}$  and  $B_{f(j)}$  produce a ratio  $A_{f(j)}/B_{f(j)}$  larger than a predetermined threshold value can be identified, and the one of the identified frequency bands having the largest  $q_{f(j)}$  is taken to be the best band. The threshold value can be determined, for example, empirically on the basis of experimentation for desired performance in expected channel conditions.

Consider a PLS example with  $n=16$  and  $k=8$ . This indicates that the 79 MHz band should be sampled in 5 MHz steps. The hopping pattern is therefore given by:

$$o = \{0, 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40, 45, 50, 55, 60, 65, 70, 75\}.$$

The  $i$ th PLS frequency hop is defined to be  $f(i) = (x + o(i)) \bmod(79)$ ;  $i = 1, 2, \dots$ ,

Here  $x$  is the index of the Bluetooth hopping frequency that would occur at the beginning of the PLS procedure, and can have values of  $x = 0, 1, 2, \dots, 78$ . The index  $i$  can be taken sequentially from a pseudo random sequence such as:

$$P = \{16, 4, 10, 8, 14, 12, 6, 1, 13, 7, 9, 11, 15, 5, 2, 3\}.$$

Different pseudo random sequences can be defined for different values of  $n$  and  $k$ .

The 8 transmissions from the slave to the master can use, for example, the first 8 frequencies of the sequence  $f(i)$ , namely  $f(i)$  for  $i = 1, 2, \dots, 8$ .

The above exemplary procedure can be summarized as follows:

1. Master sends to the slave the probe packet on the frequencies determined by the sequence  $f(i)$ . The transmit frequency is given by  $(2402 + f(i))$  MHz;
2. Slave estimates the quality of each channel;
3. After 16 master-to-slave probe packets, the slave estimates the best 22 MHz band using all the quality information it has accumulated;
4. The slave sends to the master a selection packet including the index of the lowest frequency of the best 22 MHz band;
5. The slave repeats step 4 a total of 8 times; and
6. Transmission starts in mode 3 using the selected 22 MHz band.

Example results of the PLS procedure applied to the exponentially fading IEEE 802.15.3 channel for a delay spread of 25 ns. are shown in FIGURE 23 wherein the 79 MHz channel is sampled at a 5 MHz spacing. As shown, the 5 MHz spacing can identify

good 22 MHz contiguous bands in the 79 MHz bandwidth. The 1, 5, 22 and 79 MHz parameters described above are of course only exemplary; other values can be used as desired. As one example, rather than hopping on 1 MHz channels, the system could hop over different bandwidth channels (e.g. a 22 MHz channel) and transmit data occupying the whole channel.

FIGURE 21B diagrammatically illustrates pertinent portions of an exemplary embodiment of the mode controller of FIGURE 19A. The embodiment of FIGURE 21B includes a probe and selection controller 211 which outputs to the mode 1 transceiver section 197 information indicative of the frequencies on which the probe and selection packets are to be transmitted, and can also provide the probe and selection packets to the mode 1 transceiver section 197, depending upon whether the probe portion or the select portion of the above-described PLS operation is being performed. A band quality determiner 212 receives conventionally available correlation values from the mode 1 transceiver section 197 and determines therefrom band quality information which is provided at 215 to a band selector 213. The band quality information 215 can include, for example, any of the above-described quality parameters. The band selector 213 is operable in response to the quality information 215 to select the preferred frequency band for mode 3 communications. For example, the band selector 213 can use any of the above-described band selection criteria. The band selector 213 outputs at 216 to the probe and selection controller 211 the index of the lowest frequency of the preferred frequency band. The probe and selection controller 211 includes the received index in

the selection packets that it provides to the mode 1 transceiver section 197 for transmission to the other transceiver involved in the PLS operation.

The mode controller of FIGURE 21B also includes a frequency band mapper 214 which receives selection packets from the other transceiver involved in the PLS operation. The frequency band mapper extracts the index from the selection packets and determines therefrom the selected 22 MHz frequency band. Information indicative of the selected frequency band is output from the frequency band mapper 214 to the mode 3 transceiver section 198, after which mode 3 communication can begin.

Figure 21C illustrates exemplary operations which can be performed by the transceiver of Figure 19B and 21B. At 221, the aforementioned parameters  $n$ ,  $k$ ,  $T_1$ ,  $T_2$  and  $T_{PLS}$  are determined, for example, during initial handshaking. At 222, the transceiver operates in mode 1 for a period of time equal to  $T_1 - T_{PLS}$ . Thereafter, at 223,  $n$  probe frequencies within the available bandwidth (BW) are determined, and a probe packet is transmitted on each probe frequency at 224. At 225, the probe packets are received and corresponding frequency channel quality information (for example maximum correlation values) is obtained. At 226, the frequency channel quality information is used to produce band quality information, and the band quality information is used at 227 to select a preferred frequency band for mode 3 communication. At 228,  $k$  selection packets are transmitted on  $k$  different frequencies, each selection packet indicative of the selected frequency band. At 229, mode 3 communications are performed using the selected frequency band for a time period of  $T_2$ . After expiration of the time  $T_2$ , mode 1 communications resume at 222, and the above described operations are repeated.

FIGURE 14C diagrammatically illustrates pertinent portions of a further exemplary embodiment of the mode controller of FIGURE 19B. In the FIGURE 14C embodiment, a modulation and coding mapper 141 receives at 142 from the band selector 213 (See FIGURE 21B) the band quality information associated with the 22 MHz band selected during the PLS procedure. The modulation and coding mapper 141 maps the band quality information onto, for example, any of the exemplary modulation and channel coding combinations shown at 1-22 in FIGURES 14A, 14B, 14D and 14E. At 143, the mapper 141 provides to the mode 3 transceiver section 198 information indicative of the selected modulation and channel coding combination. The mapping operation can be defined, for example, so as to maximize the system throughput given the band quality information of the selected band. In some exemplary embodiments, experimental simulation information similar to that shown in FIGURE 13 above, for example, throughput versus band quality for different modulation schemes and also for different coding rates, can be used by the mapper 141 to select the combination of modulation scheme and coding rate that provides the highest throughput, given the band quality of the selected band.

Referring again to FIGURES 17 and 19A several packets can be transmitted from the master to the slave and vice versa in the time slot period  $T_2$  (e.g. 225 ms) allocated for mode 3. A nominal packet size of, for example, 200 microseconds can be used, as shown in FIGURE 24A. During their initial handshake, the master and the slave can, for example, agree on a certain number of packets to be sent in each direction. They can also agree (during the handshake) on the modulation scheme to be used in each direction.



In an example of one-way communications, and if ARQ (automatic repeat request) is used, the transmitting device can, for example, send a predetermined number of normal packets (also referred to herein as a superpacket). The number of normal packets in the superpacket can be agreed upon in initial handshaking. After receipt of the predetermined number of normal packets, the receiving device can, for example, send a short ARQ packet that is half the length of a normal packet. The ARQ packet can be preceded and followed by guard intervals (e.g. 100 microseconds). The ARQ packet serves to acknowledge the reception of the normal packets. Those packets whose CRC (cyclic redundancy code) did not check correctly are indicated in the ARQ packet. The transmitter can then send the requested packets again in a further superpacket. This procedure can be repeated until all packets get through or a time-out occurs. FIGURE 24A shows an exemplary slot format for the case of one-way communication, either from master to slave (explicitly shown) or slave to master (not explicitly shown), with and without ARQ.

Two-way mode 3 communication from master to slave and slave to master can be handled similarly, as illustrated in the example of FIGURE 24B.

ARQ and retransmissions are optional. Retransmissions can increase the mode 3 performance in the presence of an interferer (such as a Bluetooth device). Referring to FIGURE 24A for one-way transmission with ARQ, an exemplary retransmission technique (illustrated in FIGURE 24C) is as follows:

1. The master sends the slave a superpacket at 2401 including 100 packets with CRC at the end of each packet.

2. The slave uses the CRC at 2402 to determine if the packets were received without error.

3. The slave sends the master an ARQ packet that has a payload of 100 bits (see 2430, 2431 in FIGURE 24C). Each bit corresponds to a received packet. The bit is 1 if the packet was received with no error, and is zero if it was received in error. A CRC is appended at the end of the ARQ packet.

4. If the master receives the ARQ packet correctly at 2404, the master retransmits the requested packets (if any) to the slave (see 2405 in FIGURE 24C). If the master does not receive the ARQ packet correctly at 2404 (as indicated, for example, by a failed CRC check), then

(a) the master sends the slave an ARQ packet of size 100  $\mu$ sec. (see 2410 in FIGURE 24C) asking for the slave's ARQ packet.

(b) the master then listens at 2404 for the slave's ARQ packet.

(c) Steps (a) and (b) are repeated by the master until he receives at 2404 the slave's ARQ packet (sent at 2420 in FIGURE 24C) and retransmits the requested packets, if any (see 2408), at 2405, or until the  $T_2$  time slot ends at 2406, at which time mode 1 communications begin.

5. Steps 2-4 are repeated until all the packets are received by the slave correctly (see 2408) or the  $T_2$  time slot ends.

6. If the  $T_2$  time slot does not end during step 4 or step 5 (see 2409), the master sends new packets to the slave.

If the master finishes sending all its packets before the  $T_2$  time slot ends, it can go to mode 1 and communicate with other Bluetooth devices. For example, if MPEG 2 of rate 18 Mbps is being transmitted, six frames (250 ms of video) would require 204.5 ms at the rate of 22 Mbps. If  $T_1 + T_2 = 250$  ms, and 10 ms are used for retransmission requests and retransmissions, and if 7.5 ms is used for PLS, this would leave the master 28 ms for mode 1 Bluetooth communications.

Retransmissions for two-way communications (See FIGURE 24B) can be accomplished similarly to the above-described one-way communications. The slave device's ARQ requests may be piggybacked onto the slave data packets, or independent ARQ packets can be utilized.

FIGURE 24D diagrammatically illustrates pertinent portions of exemplary embodiments of a mode 3 transceiver capable of implementing the exemplary retransmission technique described above and illustrated in FIGURE 24C. In FIGURE 24D, the incoming superpacket data is applied to a CRC decoder 242 which performs a CRC check for each packet of the superpacket. For a given packet, the CRC decoder 242 can shift a bit into the register 243, for example a bit value of 1 if the CRC for the packet checked correctly, and a bit value of 0 if the CRC for the packet did not check correctly. Thus, the register 243 will be loaded with a bit value for each packet of the superpacket. The bit values contained in the register 243 are input to logic 244 which determines whether or not the CRC of every received packet checked correctly. If so, the logic output 248 signals a buffer 241, into which the incoming superpacket data has been loaded, that the superpacket data can be passed on to a higher layer. On the other

hand, if the logic 244 determines that the CRC of one or more of the received packets did not check correctly, then the logic output 248 signals the buffer 241 to hold the superpacket data.

The contents of register 243 are also provided to an ARQ generator 245 which uses the register contents to fill the payload of an outgoing ARQ packet. When a superpacket including retransmitted packets is received, the retransmitted packets are buffered into their appropriate superpacket locations in buffer 241, and the CRC decoder 242 performs a CRC check for each retransmitted packet, providing the CRC results to the register 243.

An ARQ receiver 246 receives incoming ARQ packets and responds thereto either by prompting the ARQ generator 245 to send an appropriate ARQ packet, or by selecting requested packets of a previously buffered (see 247) outgoing superpacket for retransmission to the other side.

Point-to-multipoint communications can be achieved by time division multiplexing between various slaves. Each time slot for each slave can be preceded by a PLS slot between the master and the concerned slave.

In some embodiments, each 200 <sup>μ</sup>sec. length packet in FIGURE 24A includes data bits (payload) and a CRC of length 32 bits. The CRC is a 32-bit sequence generated, for example, using the following polynomial  $D^{32} + D^{36} + D^{23} + D^{22} + D^{16} + D^{12} + D^{11} + D^{10} + D^8 + D^7 + D^5 + D^4 + D^2 + 1$ . This exemplary packet format is shown in FIGURE 25.

FIGURE 25B illustrates an exemplary ARQ packet format according to the invention. The ARQ packet format of FIGURE 25B is generally similar to the packet format shown in FIGURE 25A, and includes the training sequence of FIGURE 26. The payload of the FIGURE 25B packet is protected by a repetition code. The size of the FIGURE 25B packet can be specified in its header, or can be determined by the master based on: the number of packets in the superpacket sent by the master multiplied by the repetition code rate; the number of CRC bits; and the number of training bits.

Several of the packets in FIGURE 24A, the number of which can be agreed upon in the initial handshake, are preceded by a training sequence for acquisition of timing, automatic gain control and packet timing. Typically 10 packets are preceded by the training sequence. FIGURE 26 shows an exemplary format of the training sequence. FIGURE 27 illustrates diagrammatically a portion of the above-described exemplary slot format of period  $T_2$  in mode 3, including the training sequence (see also FIGURE 26) and the CRC.

The preamble of the FIGURE 26 training sequence includes the pattern  $(1 + j)^* 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1 -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1]$  and it aids in the initial symbol timing acquisition by the receiver. The preamble is followed in this FIGURE 26 example by the 64-bit Bluetooth sync. word transmitted using quadrature phase shift keying (QPSK), implying a 32 symbol transmission in mode 3. The sync. word is followed by the header transmitted using QPSK modulation. The farthest constellations in the 16 QAM are employed for the transmission of the preamble, sync. word and header (see FIGURE 6A). Referring also to FIGURE 27, the header is followed by a

payload such that the total time occupied by the packet is 200 microseconds. The payload is followed by the 32-bit CRC.

It should be understood that the above-described slot and packet formats are exemplary only and that, for example: the packet length can be set to any desired length; a different size polynomial can be used for the CRC; and a different size training sequence can be used with the preamble, sync word and header sized as desired. It should also be understood that the above-described slot and packet formats are readily applicable to two-way communications.

The exemplary slot and packet formats described above permit, for example, transmission of HDTV MPEG2 video at 18 Mbps. Assume, for example, that 24 frames/sec. is transmitted for MPEG 2 video. Thus, the master transmits to the slave 100 packets each of length ~~200  $\mu$ sec.~~<sup>200  $\mu$ sec.</sup> carrying a data payload of 2184 symbols. Assuming, for example, that 10 such packets are preceded by the training sequence of 81 symbols (FIGURE 26), and that 16 QAM with rate  $\frac{1}{2}$  coding is used, 206.8 msec. is needed for transmission of 6 video frames. Assuming a 9% ARQ rate implies that the total time required for 6 video frames is 225 msec. FIGURE 28 summarizes exemplary transmission parameters for HDTV MPEG2 video transmission using mode 3.

The receiver algorithms for acquisition and packet reception in mode 3 are similar to mode 2. An exemplary block diagram of mode 3 receiver algorithms is shown in FIGURE 29. An exemplary receiver embodiment for mode 3 is shown diagrammatically in FIGURE 30. The demodulator of FIGURE 30 shown generally at

301 can include, for example, channel estimation, equalization, and symbol-to-bit mapping.

An exemplary transmitter embodiment for mode 3 is shown in FIGURE 31. Each D/A converter 310 on the I and Q channels can be, for example, an 6-bit 44 MHz converter. The transmitter and receiver of FIGURES 31 and 30 can be used together to form the exemplary mode 3 transceiver of FIGURE 19B above.

In some exemplary embodiments, modulation options such as QPSK, 16-QAM and 8-PSK (8-ary phase shift keying) can be used in mode 3, as shown in FIGURES 32A, 32B and 33. Referring to the QPSK example of FIGURE 32A, an exemplary cover sequence  $S$ , such as used in IEEE 802.11, is used to spread the transmitted symbols. The mapping from bits to symbols is shown in FIGURE 32A. Referring to the 8-PSK example of FIGURE 32B, the cover sequence  $S$ , as used in IEEE 802.11, is used to spread the transmitted symbols. The mapping from bits to symbols is shown in FIGURE 32B. Referring to the 16-QAM example of FIGURE 33, the cover sequence (also referred to herein as a scrambling code)  $S$ , as used in IEEE 802.11, is used to spread the transmitted symbols. The mapping from bits to symbols is shown in FIGURE 33. In the examples of FIGURES 32A and 33,  $S_i$  represents the  $i$ th member of the sequence  $S$ , and is either 1 or 0. In some embodiments, no cover sequence is used, in which case the constellations associated with either value of  $S$  can be used.

The exponentially delayed Rayleigh channel example shown in FIGURE 34 is typical of an anticipated operating environment and may therefore be used to test

performance. The complex amplitudes of the channel impulse response of FIGURE 34 are given by

$$\begin{aligned}h_k &= N(0, \sigma_k^2 / 2) + jN(0, \sigma_k^2 / 2) \\ \sigma_k^2 &= \sigma_0^2 e^{-kT_s / T_{RMS}} \\ \sigma_0^2 &= 1 - e^{-T_s / T_{RMS}} \\ T_{RMS} &= 25\end{aligned}$$

This channel model requires equalization (at the outputs of the filters 305 in FIGURE 30), and this can be done in a variety of ways, two conventional examples of which are described below with respect to FIGURES 35 and 36.

A block diagram of an exemplary MMSE (minimum mean squared error) equalizer section is shown in FIGURE 35. The equalizer section includes an MMSE equalizer, followed by a block DFE (decision feedback equalizer). The MMSE produces at 350 decisions on all the symbols using the minimum mean squared error criterion and an estimate of the channel. The DFE subtracts the decisions of all the symbols obtained by the MMSE from the input signal and then produces at 351 matched filter soft-decisions on all the symbols. These are then fed to a soft-decisions block that produces at 352 soft decisions on the bit-level. These bit-level soft decisions are in turn fed to the turbo-decoder 307 (see FIGURE 30) or to a threshold device in the case of an uncoded system.

The exemplary MAP equalizer section of FIGURE 36 maximizes the *a posteriori* probabilities of the transmitted symbols given the received signal and an estimate of the channel. These symbol probabilities 360 are then converted to bit probabilities by



summing over the symbols at 361. These bit probabilities 362 are then input to the turbo decoder or a threshold device.

Video transmission typically requires a BER of  $10^{-8}$ , so turbo coding is used to achieve this error rate. Parallel concatenated convolutional codes (PCCC) are known to have an error floor at about  $10^{-7}$ , while serial concatenated convolutional codes (SCCC) do not have an error floor and can meet the BER requirements. The SCCC in FIGURE 37 is conventional, and was originally proposed by Divsalar and Pollara in "Serial and Hybrid Concatenated Codes with Applications," Proceedings International Symposium of Turbo Codes and Applications, Brest, France, September 1997, pp. 80-87, incorporated herein by reference.

Exemplary results of Monte-Carlo simulations for mode 3 are given in FIGURES 38-44. In all simulations a frame size with 4096 information bits was used. FIGURES 38 and 39 show the FER and BER in an AWGN channel. FIGURES 40 and 41 show the FER and BER in the IEEE 802.15.3 multipath channel without fading. FIGURES 42 and 43 show the FER and BER in the IEEE 802.15.3 multipath channel with fading. FIGURE 44 shows the FER in a single-path Rayleigh fading channel.

Due to typical transceiver size constraints, a single antenna may be desirable for transmit and receive according to the invention. However, it is possible to use two antennas for transmit and receive diversity. Simple schemes like switched diversity can be easily incorporated in a given transceiver device according to the invention, while also being transparent to other devices (e.g. in a Bluetooth piconet). The modulation

techniques described above are also applicable to more complex transmit diversity techniques such as, space time coding, beam forming and others.

The aforementioned modulation schemes of the invention also allow more complex coding schemes like parallel concatenated trellis coded modulation (PCTCM) and serially concatenated trellis coded modulation (SCTCM). Also, a lower complexity trellis code (which can perform better than the turbo coding of FIGURE 37) can easily be incorporated in transceiver devices according to the invention.

As discussed above, FIGURES 10 (receiver) and 11 (transmitter) illustrate an exemplary transceiver for mode 2. Many parts of the mode 2 receiver, for example, the front end filter 105, LNA 106, RF/IF converter 107, and the SAW filter 108 can be shared with mode 1. The baseband for a mode 2 receiver requires additional logic (beyond mode 1) for receive filtering, AGC, timing acquisition, channel estimation, QAM demodulation and Viterbi decoding in the case of ARQ. In some embodiments, the extra gate count for this additional logic is approximately 10,000 gates.

As discussed above, FIGURES 30 (receiver) and 31 (transmitter) illustrate an exemplary transceiver for mode 3. Many parts of the mode 3 receiver, for example, the front end filter 308, LNA 306, and RF/IF converter 302 can be shared with mode 1. The implementation of mode 1 + mode 3 will require an additional SAW filter over a mode 1 implementation because of the larger bandwidth of mode 3 compared to mode 1. The baseband for a mode 3 receiver requires additional logic (beyond mode 1) for AGC, timing acquisition, channel estimation, QAM demodulation, equalization and turbo

decoding. In some embodiments, the extra gate count for this additional logic is approximately 100,000 gates.

It will be evident to workers in the art that exemplary transceiver embodiments according to the invention can be realized, for example, by making suitable hardware and/or software modifications in a conventional Bluetooth MAC. Some exemplary advantages provided by the invention as described above are listed below.

- Interoperability with Bluetooth: a high rate WPAN piconet according to the invention can accommodate several mode 1 (Bluetooth) and mode 2 or mode 3 devices simultaneously.
- High Throughput: in mode 3 a high rate WPAN according to the invention supports 6 simultaneous connections each with a data rate of 20 Mbps giving a total throughput of  $6 \times 20 = 120$  Mbps over the whole 2.4 GHz ISM band. In mode 2 the high rate WPAN supports the same number of connections as Bluetooth with a data rate of up to 4 Mbps each.
- Coexistence: there is only a 10% reduction in throughput for Bluetooth in the vicinity of an exemplary WPAN according to the invention. The PLS technique implies a 0% reduction in throughput for IEEE 802.11 in the vicinity of a WPAN according to the invention because PLS will select a different frequency band.
- Jamming Resistance: the PLS technique helps avoid interference from microwave, Bluetooth and IEEE 802.11, thus making it robust to jamming.
- Low Sensitivity Level: exemplary sensitivity level for mode 2 is -78 dBm and for mode 3 is -69 dBm.

- Low Power Consumption: the estimated power consumption for mode 2 in year 2001 is 25 mW average for receive and 15 mW average for transmit, and the estimated power consumption for mode 3 in year 2001 is 95 mW average for receive and 60 mW average for transmit.

Although exemplary embodiments of the invention are described above in detail, this does not limit the scope of the invention, which can be practiced in a variety of embodiments.

WHAT IS CLAIMED IS:

1. A method of communicating data from a transmitting end to a receiving end, comprising:

the transmitting end applying to a plurality of original data bits that are to be transmitted to the receiving end an encoding algorithm that produces overhead bits;

the transmitting end transmitting the original data bits without the overhead bits in a first transmission to the receiving end; and

the transmitting end refraining from transmitting the overhead bits until the transmitting end receives an indication from the receiving end that the original data bits have not been correctly received at the receiving end.

2. The method of Claim 1, including the transmitting end transmitting the overhead bits to the receiving end in a second transmission in response to an indication from the receiving end that the original data bits have not been correctly received at the receiving end.

3. The method of Claim 2, including the receiving end combining a received version of the original data bits and a received version of the overhead bits to produce a combined set of received bits, and the receiving end applying to the combined set of received bits a decoding algorithm that corresponds to said encoding algorithm.

4. The method of Claim 2, including the receiving end applying to a received version of the overhead bits a mapping operation which, if the overhead bits have been received correctly at the receiving end, will result in the original data bits, and the

receiving end applying an error detection procedure to the result of the mapping operation to determine whether the mapping operation has resulted in the original data bits and, in response to a determination that the mapping operation has not resulted in the original data bits, the receiving end combining the received version of the overhead bits with a received version of the original data bits to produce a combined set of received bits, and the receiving end applying to the combined set of received bits a decoding algorithm that corresponds to said encoding algorithm.

5. The method of Claim 4, wherein said encoding and decoding algorithms are Viterbi encoding and decoding algorithms.

6. The method of Claim 4 or 5, including the receiving end applying an error detection procedure to a result of said decoding algorithm to determine whether said decoding algorithm has resulted in the original data bits and, in response to a determination that said decoding algorithm has not resulted in the original data bits, the receiving end transmitting to the transmitting end a request for retransmission of the original data bits.

7. The method of Claim 6, including the transmitting end retransmitting the original data bits to the receiving end and, in response to a determination by the receiving end that said retransmission of the original data bits has not been received correctly, the receiving end combining a received version of the retransmitted original data bits with said received version of the overhead bits to produce another combined set of received bits, and the receiving end applying said decoding algorithm to said another combined set of received bits.

8. A method of communicating data from a transmitting end to a receiving end, comprising:

the receiving end receiving from the transmitting end a first transmission including original data bits;

the receiving end determining whether the original data bits have been received correctly and, responsive to a determination that the original data bits have not been received correctly, the receiving end transmitting to the transmitting end a request for transmission of overhead bits produced at the transmitting end by operation of an encoding algorithm applied to the original data bits.

9. The method of Claim 8, wherein the encoding algorithm is a convolutional encoding algorithm.

10. A data communication apparatus, comprising:

an input for receiving original data bits that are to be transmitted via a communication channel to another data communication apparatus;

an encoder coupled to said input for applying to the original data bits an encoding algorithm that produces overhead bits;

an output for providing bits that are to be transmitted across the communication channel; and

a data path coupled between said encoder and said output for selectively providing to said output one of the original data bits and the overhead bits, said data path having a control input for receiving control information from said another

communication apparatus, said data path responsive to said control information for selecting one of the original data bits and the overhead bits to be provided to said output for transmission across the communication channel to said another data communication apparatus.

11. The apparatus of Claim 10, wherein said data path includes a buffer coupled to said encoder for storing the original data bits and the overhead bits.

12. The apparatus of Claim 11, wherein said data path includes a selector coupled between said buffer and said output, said selector responsive to said control input for obtaining one of the original data bits and the overhead bits from said buffer to be provided to said output for transmission to said another data communication apparatus.

13. The apparatus of Claim 10, 11, or 12, wherein said control information includes a negative acknowledgement indicating that an earlier transmission has not been received correctly at said another communication apparatus, said data path responsive to the negative acknowledgement for changing its selection from one of the original data bits and the overhead bits to the other of the original data bits and the overhead bits.

14. The apparatus of any one of Claims 10-13, provided as a wireless communication apparatus.

15. The apparatus of any one of Claims 10-14, wherein said encoder is a convolutional encoder.

16. A data communication apparatus, comprising:



an input for receiving a received version of original bits transmitted over a communication channel by another data communication apparatus;

an error detector coupled to said input for determining whether the received version of the original data bits is correct; and

a controller coupled to said error detector and responsive to a determination that the received version of the original data bits is incorrect for providing for transmission to said another data communication apparatus a request for said another data communication apparatus to transmit overhead bits produced at said another data communication apparatus by operation of an encoding algorithm applied to the original bits.

17. The apparatus of Claim 16, wherein said input is further for receiving a received version of the overhead bits as transmitted from said another data communication apparatus, said controller coupled to said input for applying to the received version of the overhead bits a mapping operation which, if the overhead bits have been received correctly at the receiving end, will result in the original data bits, said error detector coupled to said controller for applying an error detection procedure to the result of the mapping operation to determine whether the mapping operation has resulted in the original data bits.

18. The apparatus of Claim 17, including a decoder coupled to said input and said controller, said controller responsive to a determination by said error detector that the mapping operation has not resulted in the original data bits for signaling said decoder

to apply to the received version of the original data bits and the received version of the overhead bits a decoding algorithm that corresponds to said encoding algorithm.

19. The apparatus of Claim 18, including a buffer coupled between said input and said decoder for storing the received version of the original bits and the received version of the overhead bits for use by said decoder.

20. The apparatus of Claim 18 or 19, wherein said error detector is coupled to said decoder for determining whether said decoding algorithm has resulted in the original data bits, said controller operable in response to a determination that said decoding algorithm has not resulted in the original data bits for providing for transmission to said another data communication apparatus a request for retransmission of the original data bits.

21. The apparatus of Claim 18, 19 or 20, wherein said decoder is a Viterbi decoder.

22. The apparatus of any one of Claims 16-21, provided as a wireless communication apparatus.

MODE	DATA RATE (Mbps)	TARGET APPLICATION	RECEIVER SENSITIVITY	POWER CONSUMPTION ('2001)	
				Rx AVERAGE	Tx AVERAGE
MODE 1.0 (BLUETOOTH)	1 Mbps		-84 dBm	25 mW	15 mW
MODE 2.0	2.6-3.9 Mbps	AUDIO	-78 dBm	30 mW	20 mW
MODE 3.0	22-44 Mbps	VIDEO, COMPUTER GRAPHICS	-69 dBm	95 mW	60 mW

FIG. 1

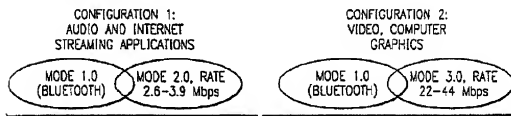


FIG. 2

FREQUENCY OFFSET	TRANSMIT POWER
+/- 550 kHz	-20 dBc
$ M-N =2$	-20 dBm
$ M-N >=3$	-40 dBm

FIG. 4

PARAMETERS	MODE 1 (BLUETOOTH)	MODE 2
FREQUENCY HOPPING	1600 Hz	SAME AS BLUETOOTH
FILTER SPECTRUM		SAME AS BLUETOOTH
MODULATION	GFSK	16, 64 QAM
MAXIMUM DATA RATE	1 Mbps	2.6, 3.9 Mbps
ACQUISITION		USING MODE 1 THEN SWITCH TO MODE 2
TRANSMIT POWER	0 dBm	0 dBm, 6 dBm
DISTANCE	10 m	10 m
NOMINAL PACKET ERROR RATE	10%	10%
MARGIN + NOISE FIGURE	37 dB	37 dB
RECEIVER SENSITIVITY	-84 dBm	-84, -78 dBm
CODING	ARQ	ARQ + CONVOLUTIONAL CODE ACROSS PACKETS

FIG. 3

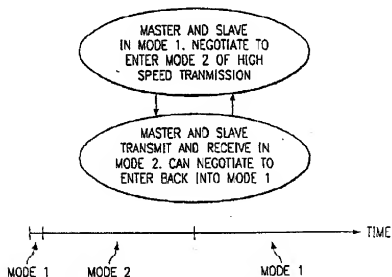


FIG. 5

LSB	20 SYMBOLS	32 SYMBOLS	27 SYMBOLS	0-1780 SYMBOLS	MSB
	PREAMBLE 30.8 $\mu$ sec	SYNC WORD 49.2 $\mu$ sec	HEADER 41.5 $\mu$ sec	PAYLOAD 0-2738 $\mu$ sec	
	20 BITS	64 BITS	54 BITS	0-7120 BITS FOR 16 QAM 0-10680 BITS FOR 64 QAM	

FIG. 6A

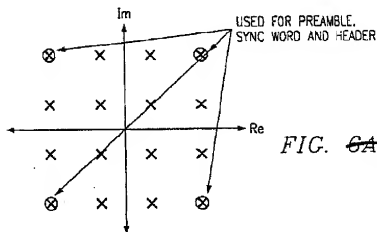


FIG. 6A b3

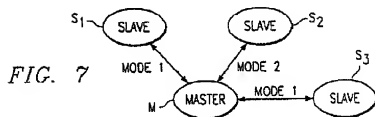


FIG. 7

M	S <sub>1</sub>	M	S <sub>2</sub>	M	S <sub>3</sub>	M	S <sub>1</sub>	M	S <sub>2</sub>	M	S <sub>3</sub>
MODE 1	MODE 1	MODE 2	MODE 2	MODE 1	MODE 1	MODE 1	MODE 1	MODE 2	MODE 2	MODE 1	MODE 1

FIG. 8

TIME →

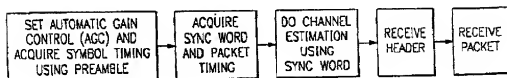
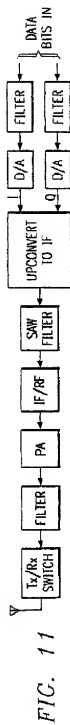
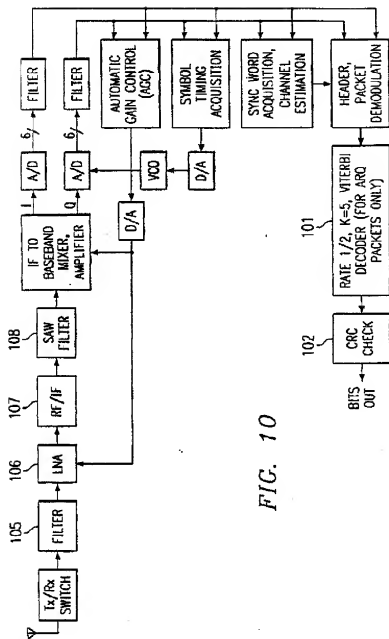
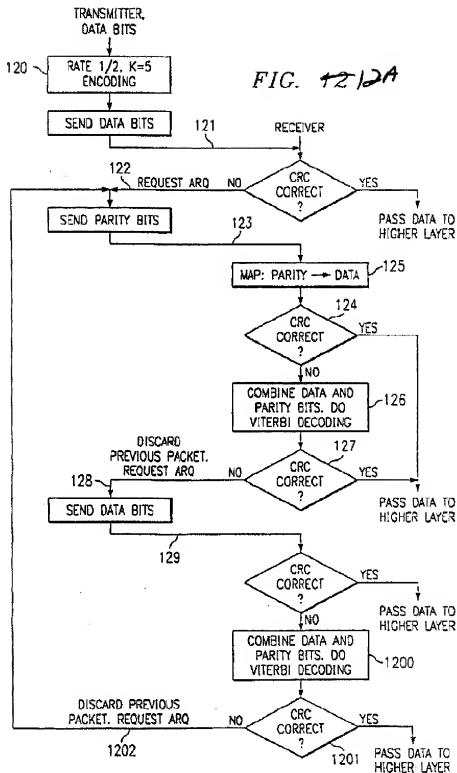
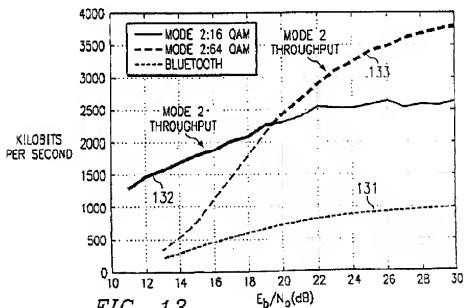
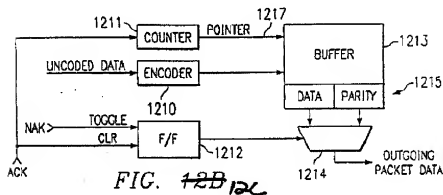
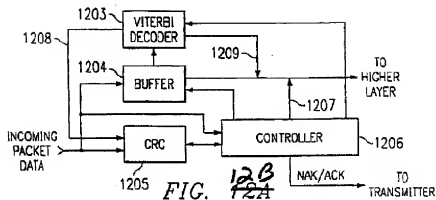


FIG. 9









PARAMETERS	1	2	3	4	5
FILTER SPECTRUM	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b
MODULATION	QPSK	QPSK	16 QAM	16 QAM	16 QAM
SCRAMBLING CODE LENGTH	256	256	256	256	256
PHYSICAL DATA RATE	22 Mbps	22 Mbps	44 Mbps	44 Mbps	44 Mbps
CODING	RATE 1/2, TURBO (SCCC)	NONE	RATE 1/2, TURBO (SCCC)	RATE 3/4, TURBO (SCCC)	NONE
ARQ	OPTIONAL	OPTIONAL	OPTIONAL	OPTIONAL	OPTIONAL
MAXIMUM DATA RATE	11 Mbps	22 Mbps	22 Mbps	33 Mbps	44 Mbps
TRANSMIT POWER	-1 dBm	8 dBm	4 dBm	8 dBm	15 dBm
DISTANCE	10 m	10 m	10 m	10 m	10 m
BIT ERROR RATE	1e-8	1e-8	1e-8	1e-8	1e-8
PACKET ERROR RATE	1e-4	1e-4	1e-4	1e-4	1e-4
MARGIN + NOISE FIGURE	37 dB	37 dB	37 dB	37 dB	37 dB
RECEIVER SENSITIVITY	-85 dBm	-76 dBm	-80 dBm	-76 dBm	-69 dBm
FREQUENCY DIVERSITY	BAND SELECTION	BAND SELECTION	BAND SELECTION	BAND SELECTION	BAND SELECTION
SYMBOL RATE	11 Msps	11 Msps	11 Msps	11 Msps	11 Msps
SPREADING	11 Mcps	11 Mcps	11 Mcps	11 Mcps	11 Mcps

FIG. 144

	MAXIMUM DATA RATE	MODULATION	SYMBOL RATE	CODING	SPREADING
18	18 Mbps	QPSK	18 Msps	RATE 1/2	18 Mcchips/sec
19	36 Mbps	QPSK	18 Msps	RATE 1	18 Mcchips/sec
20	36 Mbps	16 QAM	18 Msps	RATE 1/2	18 Mcchips/sec
21	54 Mbps	16 QAM	18 Msps	RATE 3/4	18 Mcchips/sec
22	72 Mbps	16 QAM	18 Msps	RATE 1	18 Mcchips/sec

FIG. 14A 14B

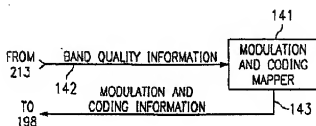


FIG. 14B 14C

PARAMETERS	6	7	8	9	10
FILTER SPECTRUM	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b
MODULATION	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK
SCRAMBLING CODE LENGTH	256	256	256	256	256
PHYSICAL DATA RATE	22 Mbps	22 Mbps	22 Mbps	22 Mbps	22 Mbps
CODING	RATE 1/2, TURBO	RATE 2/3, TURBO	RATE 3/4, TURBO	RATE 4/5, TURBO	RATE 5/6, TURBO
ARO	OPTIONAL	OPTIONAL	OPTIONAL	OPTIONAL	OPTIONAL
MAXIMUM DATA RATE	11 Mbps	14.67 Mbps	16.5 Mbps	17.6 Mbps	18.33 Mbps

FIG. 14C 14D

PARAMETERS	11	12	13	14	15	16	17
FILTER SPECTRUM	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b	802.11b
MODULATION	8-PSK	8-PSK	8-PSK	8-PSK	8-PSK	8-PSK	8-PSK
SCRAMBLING CODE LENGTH	256	256	256	256	256	256	256
PHYSICAL DATA RATE	33 Mbps	33 Mbps	33 Mbps	33 Mbps	33 Mbps	33 Mbps	33 Mbps
CODING	NONE	RATE 1/3, TURBO	RATE 1/2, TURBO	RATE 2/3, TURBO	RATE 3/4, TURBO	RATE 4/5, TURBO	RATE 5/6, TURBO
ARQ	OPTIONAL	OPTIONAL	OPTIONAL	OPTIONAL	OPTIONAL	OPTIONAL	OPTIONAL
MAXIMUM DATA RATE	33 Mbps	11 Mbps	16.5 Mbps	22 Mbps	24.75 Mbps	26.4 Mbps	27.5 Mbps

FIG. 14D-14E

FREQUENCY OFFSET	TRANSMIT POWER
$f_c$	0 dBc
+/- 11 MHz	-30 dBc
+/- 22 MHz	-50 dBm

FIG. 15

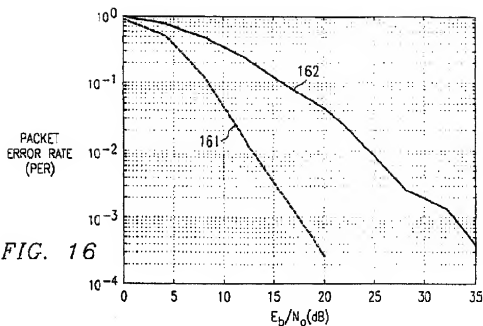


FIG. 16

SYSTEM IN MODE 1 (BLUETOOTH 1.0) FOR 25 ms  
 SEARCHES FOR GOOD FREQUENCIES FOR 7.5 msec  
 COMMUNICATION WITH OTHER BLUETOOTH DEVICES, 17.5 msec

FIG. 17

SYSTEM IN MODE 3 ACHIEVES HIGH DATA  
 TRANSMISSION ON ONE OF THE GOOD 22 MHz  
 BANDS SELECTED IN MODE 1. REVERT TO  
 MODE 1 AFTER 225 ms TO FIND A NEW GOOD  
 FREQUENCY AND COMMUNICATE WITH OTHER  
 BLUETOOTH DEVICES

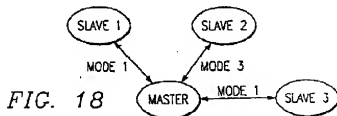


FIG. 18

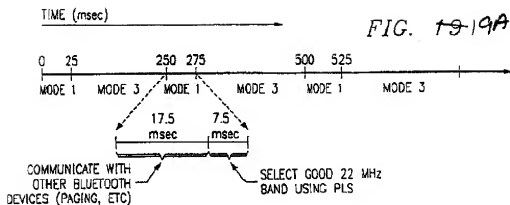


FIG. 19B  
19A

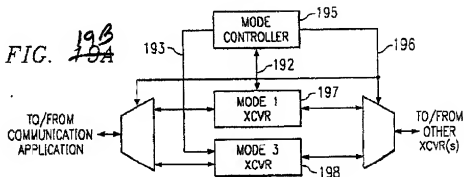


FIG. 20

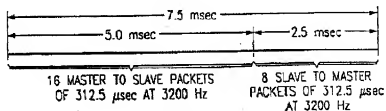
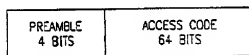
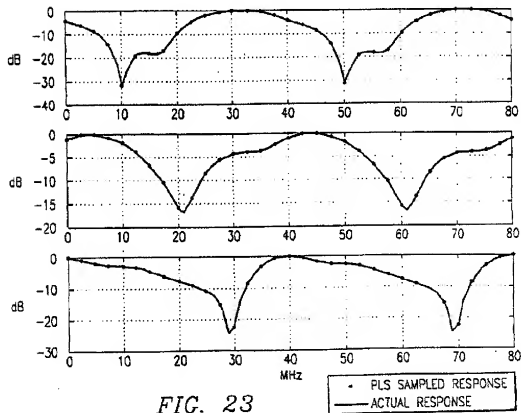
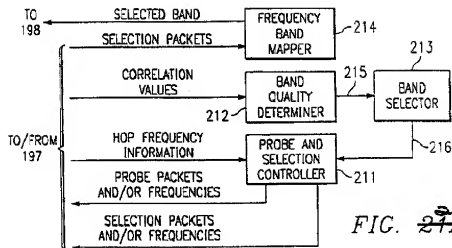


FIG. 21-21A



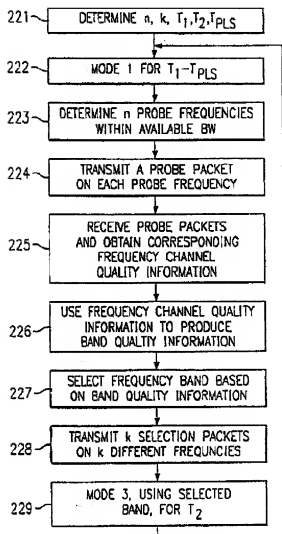


FIG. 21B21C

PREAMBLE 4 BITS	ACCESS CODE 64 BITS	CHANNEL EDGE FREQUENCY INDEX $6 \times 3 = 18$ BITS
--------------------	------------------------	---

FIG. 22

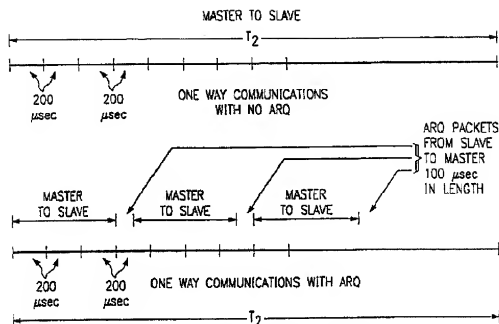


FIG. 24 24A

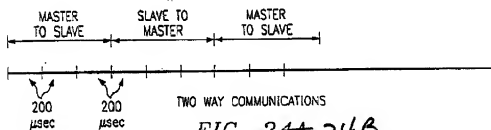
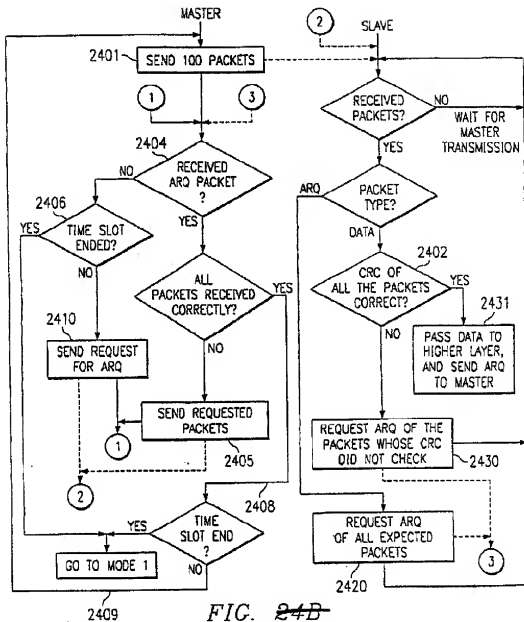


FIG. 24A 24B





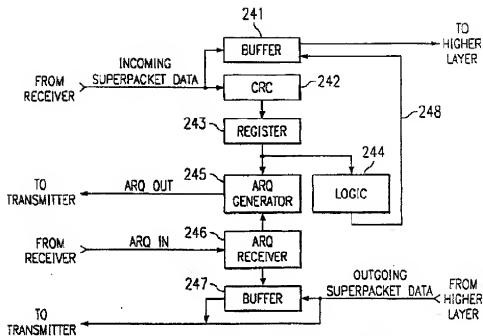


FIG. 24C 24D

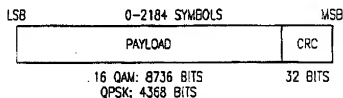


FIG. 25 25A

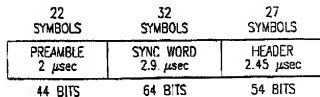
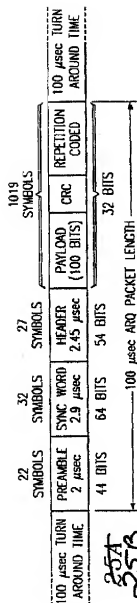
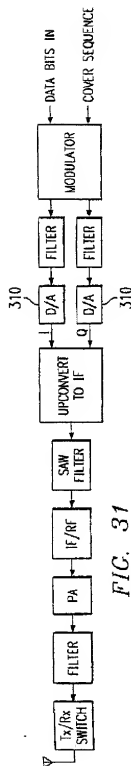
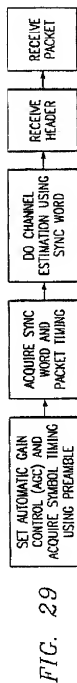
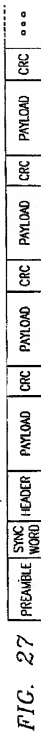


FIG. 26



**FIG. 25B**



MPEG2 HDTV VIDEO TRANSMISSION USING MODE 3	
VIDEO DATA RATE	18 Mbps
VIDEO FRAMES/SEC	24
VIDEO FRAMES/MODE 3 SLOT	6
MODE 3 DATA RATE	44 Mbps, 11 WSPS
CODING	RATE 1/2, TURBO
MODULATION	16 QAM
TIME IN BLUETOOTH MODE ( $T_1$ msec)	25 msec
TIME IN BLUETOOTH MODE FOR OTHER DEVICES	17.5 msec
TIME IN BLUETOOTH MODE FOR PAL	7.5 msec
SLOT TIME IN MODE 3 ( $T_2$ msec)	225 msec
MODE 3 PACKET SIZE	4.4 Kbits
DATA BITS/PACKET	4368
CRC BITS/PACKET	32
MODE 3 PACKET LENGTH	200 $\mu$ sec
NUMBER OF PACKETS/SLOT	1030
LENGTH OF TRAINING SEQUENCE	81 SYMBOLS, 7.36 $\mu$ sec
NUMBER OF PACKETS/TRAINING SEQUENCE	10
NUMBER OF PACKETS/ARQ	100
NUMBER OF TRAINING SEQUENCES/PACKET	103
TIME REQUIRED TO TRANSMIT VIDEO FRAMES (NO ARQ)	$204.5 + 1.5 + 0.76 = 206.76$ msec
ARQ RATE	9%
TIME REQUIRED TO TRANSMIT VIDEO FRAMES WITH ARQ	225 msec

FIG. 28

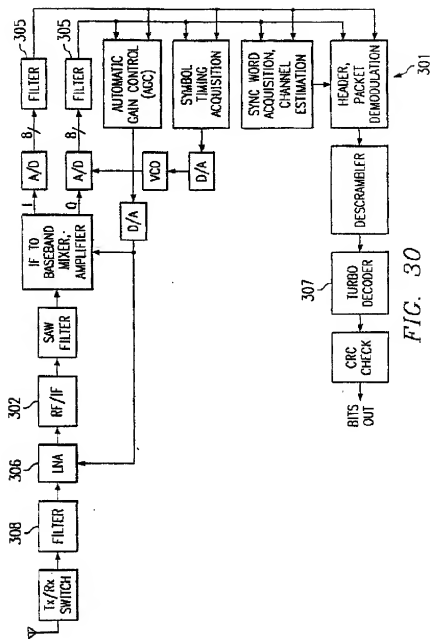


FIG. 30

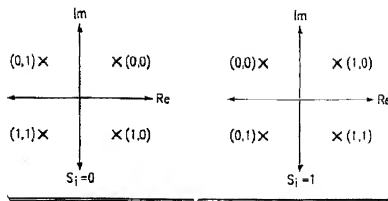


FIG. 32A

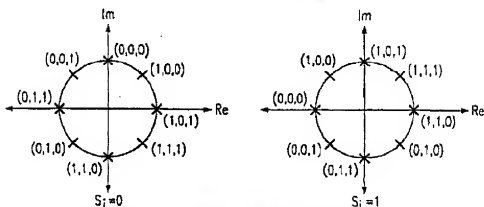


FIG. 32B

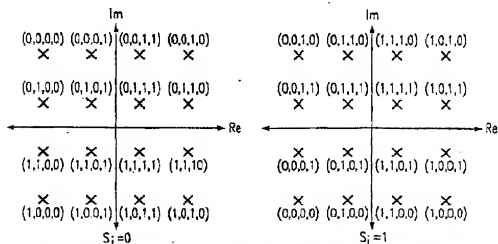


FIG. 33

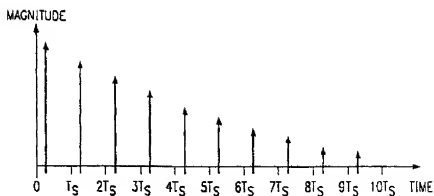


FIG. 34

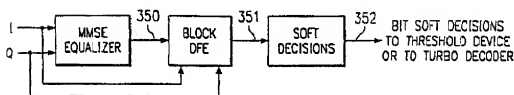


FIG. 35

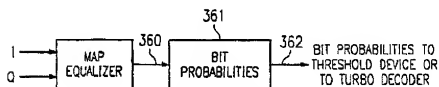


FIG. 36

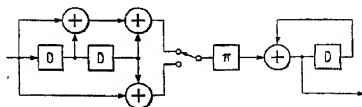


FIG. 37

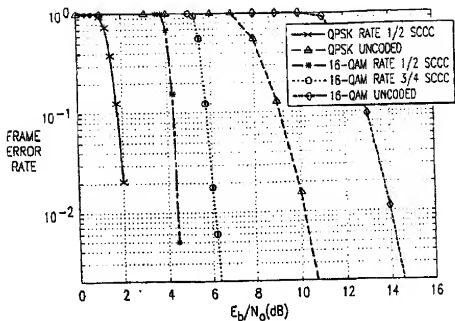


FIG. 38

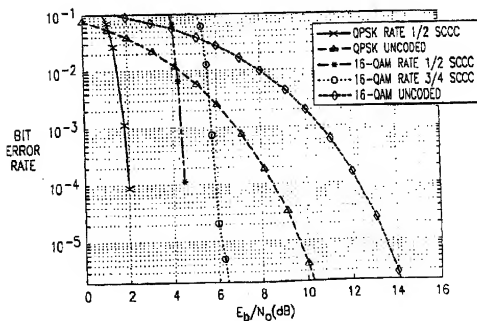


FIG. 39



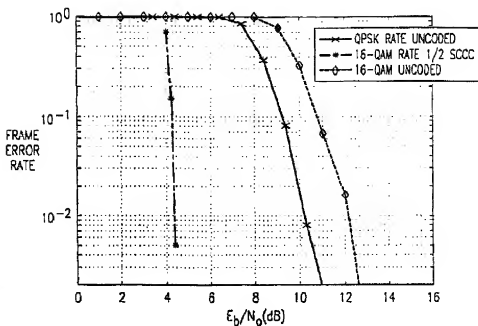


FIG. 40

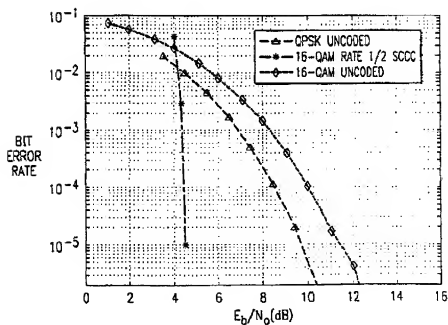


FIG. 41

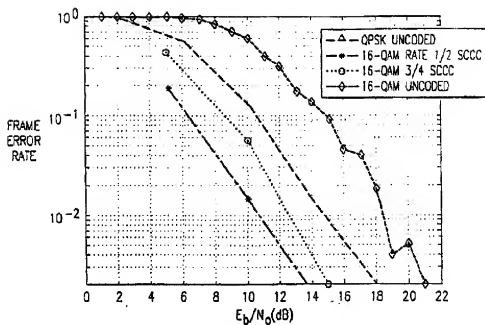


FIG. 42

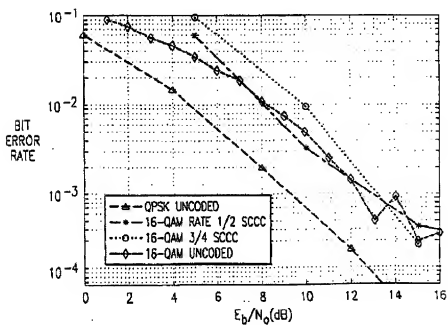


FIG. 43

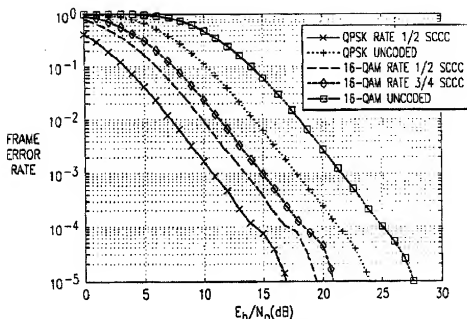


FIG. 44

## 1 Abstract

### ABSTRACT

A data encoding algorithm can be used (120) to generate overhead bits from original data bits, and the original data bits and overhead bits can be transmitted in respectively separate transmissions (121, 123), if the overhead bits are needed. At the receiver, the original data bits can be determined (125) from the received overhead bits, or the received data bits and the received overhead bits can be combined and decoded together (126) to produce the original data bits.

## 2 Representative Drawing

Fig. 12